

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

М. П. Бурик

**ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ
СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОЇ
СТРУКТУРИ З
ВЛАСТИВОСТЯМИ СЛАБКОЇ
ЧУТЛИВОСТІ ДО
ПАРАМЕТРИЧНИХ ТА
КООРДИНАТНИХ ЗБУРЕНЬ**

Монографія

Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021

Рецензенти: *Юрченко, О.М.*, д-р. техн. наук, проф., завідувач відділу транзисторних перетворювачів Інституту електродинаміки НАН України

Мазуренко, Л.І., д-р. техн. наук, проф., завідувач кафедри електротехніки та електроприводу Київського національного університету будівництва і архітектури

Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 10 від 13.12.2021 р.)

Електронне мережне наукове видання
Бурик Микола Петрович, канд. техн. наук, доц.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОЇ СТРУКТУРИ З ВЛАСТИВОСТЯМИ СЛАБКОЇ ЧУТЛИВОСТІ ДО ПАРАМЕТРИЧНИХ ТА КООРДИНАТНИХ ЗБУРЕНЬ

Електромеханічні системи підпорядкованої структури з властивостями слабкої чутливості до параметричних та координатних збурень [Електронний ресурс]: монографія / М. П. Бурик; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 13,24 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 268 с.

Присвячено проблемі підвищення якості керування в електроприводах підпорядкованої структури за рахунок застосування алгоритмів керування на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій в умовах параметричних та координатних збурень. Розроблено закони векторного керування асинхронним двигуном на основі запропонованого підходу з підвищеними властивостями грубості до зміни електричного опору обмотки ротора, а також закони керування струмом та кутовою швидкістю системи підпорядкованого регулювання координат електроприводів постійного струму, що дозволило отримати високі динамічні показники якості керування в умовах параметричної невизначеності. Синтезовані закони керування записуються безпосередньо по виду рівняння об'єкта й рівнянню бажаної якості керування та не містять диференціальних ланок, що спрощує їх практичну реалізацію.

Призначена для фахівців, науковців та аспірантів у галузі електрична інженерія.

© М. П. Бурик 2021
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АД	– асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором
ДПС з НЗ	– двигун постійного струму з незалежним збудженням
ДШ	– давач кутової швидкості
КЗЗД	– концепція зворотних задач динаміки
КЗЗД з МЛФ	– концепція зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів, що характеризують миттєві значення енергії руху
ЕМС	– електромеханічна система
ЕМСАК	– електромеханічна система автоматичного керування
ПІ	– пропорційно-інтегральний регулятор
ПІД	– пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор
РС	– регулятор струму
РШ	– регулятор кутової швидкості
САК	– система автоматичного керування
САР	– система автоматичного регулювання
СПР	– система підпорядкованого регулювання

ВСТУП

Електротехніка – область науки та техніки, яка використовує електричні та магнітні явища для практичної мети. Електротехніку поділяють на три основних напрямки: енергетичний напрямок пов'язаний з отриманням передачею, розподілом та перетворенням енергії (трансформатори, інвертори); технологічний напрямок пов'язаний зі створенням та використанням електротехнічного та електронного устаткування для здійснення різних технологічних процесів; інформаційний напрямок пов'язаний із керуванням технологічним процесом.

Технологічний об'єкт разом з електромеханічними пристроями становить електромеханічну систему автоматизації, загальна функція якої полягає у перетворенні електричної енергії на механічну та автоматичному виконанні поставленої задачі. Замкнуту систему автоматичного керування (САК) називають системою автоматичного регулювання (САР). Під електроприводом розуміють електромеханічну систему як комплекс пристроїв, що виконують дві основні функції: перетворення електричної енергії на механічну та передавання її для забезпечення руху робочих машин та механізмів.

Сучасні технічні умови, які пов'язані з енергетичним та технологічним напрямками електротехніки, вимагають від електротехнічних систем високої якості керування: відсутності перерегулювання та коливальності в перехідних режимах, високої швидкодії, точного відпрацювання заданої траєкторії руху, зменшення максимального відхилення при накиданні навантаження та достатнього запасу стійкості. Серед багатьох принципів керування найбільше застосовуються системами з підпорядкованим регулюванням електромеханічних координат (СПР), основні переваги яких полягають в отриманні високих динамічних характеристик, простій реалізації обмеження регульованих координат, простому налагодженні та експлуатації, а також в широкій уніфікації схем та конструкцій елементів.

Проте передаточні функції регуляторів струму, кутової швидкості, положення систем автоматичного керування тощо, що налаштовані на поширений технічний або симетричний оптимум компенсують відповідні складові ланки об'єкта керування для отримання необхідної передаточної функції контуру керування. Як наслідок для забезпечення заданої якості керування потрібно знати точні значення параметрів об'єкта, а при їхній варіації внаслідок дії параметричних або координатних збурень – застосовувати додаткові алгоритми ідентифікації або адаптації, що підвищує складність і громіздкість системи керування.

Однією з проблем практичного застосування алгоритмів керування координатами електромеханічних систем, отриманих на підставі методів класичної теорії автоматичного керування, є необхідність наявності детальної інформації про математичну модель об'єкта керування, тому що ці закони по своїй природі є компенсаційного типу, що обумовлено досягненням функціоналом якості абсолютного мінімуму в ході оптимізації.

Інша проблема виникає при керуванні взаємозв'язаними та нелінійними об'єктами, наприклад, при скалярному та векторному керуванні двигунами змінного струму. У цьому випадку традиційні закони керування координатами електромеханічних систем на основі класичної теорії керування отримуються в результаті статичної декомпозиції на відносно незалежні підсистеми, лінеаризації рівнянь математичної моделі, введення лінеаризуючих зворотних та/або додаткових компенсуючих зв'язків, ефективність яких знову залежить від точних значень параметрів та координат електропривода.

Тому для розробки якісної системи керування з задовільними показниками якості необхідно застосовувати методи, які забезпечують грубість до параметричних збурень та просту декомпозицію системи.

Зважаючи на це, актуальним є вирішення наукового завдання підвищення якості керування електромеханічних систем з підпорядкованим регулюванням координат в умовах параметричних та координатних збурень

на основі концепції зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій (КЗЗД з МЛФ), яка забезпечує грубість до варіації параметрів взаємозв'язаних систем.

У монографії наведені результати дослідження з розвитку наукових основ електротехнічних систем підпорядкованої структури для автоматичного керування електроприводами змінного та постійного струму.

Результати виконаних досліджень використані для підвищення якості системи підпорядкованого регулювання координатою позиціювання траверси при розвантаженні плити з боксів на машині 40-2SB4S виробництва фірми "Sima" в ТОВ "Атем", м. Київ, Україна, а також впроваджені у навчальний процес КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Технічна новизна результатів дослідження підтверджена на експериментальній установці на основі комплектних електроприводів та налагоджувальної плати з мікроконтролером STM32F100RBT6B (Microelectronics), яка дозволяє виконувати дослідження розроблених алгоритмів керування на основі концепції зворотних задач динаміки, а також за допомогою пакету моделюючих програм для дослідження електромеханічних процесів в електроприводах з підпорядкованою системою регулювання координат.

1 АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

За принципами побудови та дії регуляторів серед сучасних систем керування електроприводів в електромеханічних системах автоматичного керування можна виділити три основні структури [1-4].

Структури з порівнянням сигналів завдання на одному регуляторі.

На рис. 1.1, відображена структурна схема системи керування з підсумовуючим підсилювачем, де x_r – завдання системи керування; P – регулятор; k – коефіцієнт підсилення регулятора; O – об'єкт керування; x_1, x_2, x_3 – регульовані координати системи.

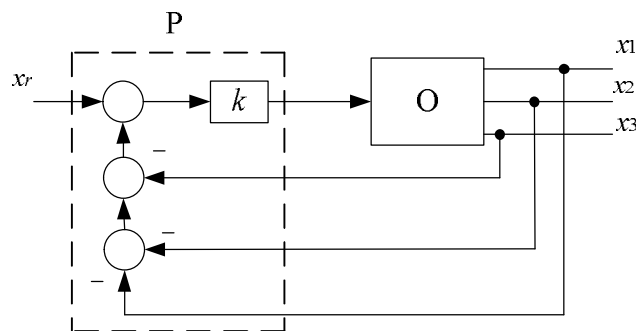


Рис. 1.1. Система керування з підсумовуючим підсилювачем

У прямому каналі регулювання систем цього типу можна виділити лише один регулятор, на вхід якого подаються усі сигнали непогодження між заданими та дійсними значеннями регульованих координат без можливості незалежного налаштування або регулювання окремої координати. Передаточні функції по каналах завдання та зворотних зв'язків будуть різними, і реалізувати такий регулятор, а тим більше налагодити його, складно, оскільки потрібно враховувати ненульові початкові умови при зміні структури керування, коли відбувається перехід від режиму стабілізації до режиму обмеження. Тому розрахунки параметрів системи такого типу в основному здійснюються із застосуванням класичних методів. В даних

системах застосовується послідовна та паралельна корекція у вигляді корегувальних ланок та гнучких зворотних зв'язків для забезпечення задовільної якості в статичних та динамічних режимах.

Системи підпорядкованого регулювання. Системи багатоконтурного регулювання можуть мати різні структурні схеми. На рис. 1.2 представлена структурна схема двоконтурної системи підпорядкованого регулювання, де P_1 – передаточна функція регулятора внутрішнього контуру; P_2 – передаточна функція регулятора зовнішнього контуру.

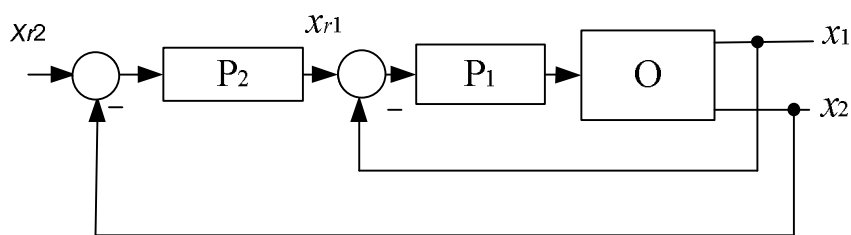


Рис. 1.2. Двоконтурна СПР

Ці системи були розроблені як альтернативні до наведених вище. У них кожна регульована координата регулюється окремим регулятором. Усі регулятори окремих координат з'єднані між собою послідовно, на вході кожного регулятора порівнюються сигнали, пропорційні заданому та дійсному значенням регульованої координати. Вихідний сигнал регулятора є сигналом завдання для регулятора внутрішнього контуру, а обмеження регульованої координати досягається обмеженням сигналу її завдання.

Недоліком системи підпорядкованого регулювання є менша швидкодія, що пов'язана з послідовним впливом на систему через внутрішні контури, а не відразу на вхідну ланку об'єкта керування. В більшості випадків конкретного застосування в електроприводах зазначений недолік є несуттєвий, а існуючі переваги мають вирішальне значення, що призвело до широкого розповсюдження системи підпорядкованого регулювання в електроприводах постійного струму та змінного струму. Переваги підпорядкованого регулювання в порівнянні з паралельною корекцією

полягають у спрощенні вирішення завдання обмеження координат, полегшенні налаштування регуляторів, у широких можливостях уніфікації вузлів керування різними об'єктами. У роботі В. Латцела [5] на основі методу амплітудно-фазових характеристик показано, що системи підпорядкованого регулювання дає кращу якість перехідних процесів, ніж система з паралельним вмиканням регуляторів, якщо об'єкт регулювання має порядок вище за другий.

Системи з паралельним вмиканням регуляторів. На рис. 1.3 показано структурну схему системи з незалежним регулюванням координат.

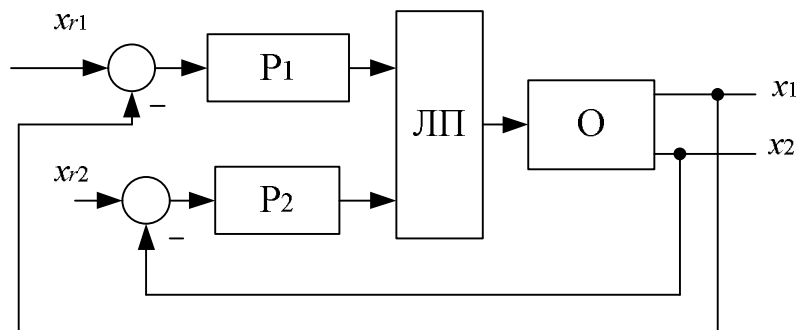


Рис. 1.3. Система керування з незалежним регулюванням координат

У цих системах кількість регуляторів відповідає кількості регульованих координат. Регулятори з'єднані не послідовно, а паралельно, та в будь-який інтервал часу може працювати лише один регулятор, координата якого перебуває на граничному рівні. Вибір регулятора, який у певний інтервал часу здійснює керування, забезпечує ланка вибору режиму. Кожен регулятор формує свою ділянку статичної та динамічної характеристики. Що стосується формування динамічних характеристик, то повної незалежності в налагодженні регуляторів система не забезпечує. Так, у пускових та гальмівних режимах є необхідність погоджувати роботу регуляторів, у разі зміни структури системи залежно від режиму роботи. Це потребує налагодження контурів за швидкодією, як і в системі з підпорядкованим регулюванням. Отже системи з паралельним з'єднанням регуляторів за цим показником мають такі самі властивості, як і система з підпорядкованим

регулюванням. В залежності від наперед заданої програми, або від значення регульованих координат, логічний пристрій підключає один із регуляторів, який на даному етапі найкращим чином забезпечує якість статичних та динамічних режимів. Перевагою системи паралельного регулювання є: можливість регулювання кожної змінної власним регулятором; краща точність обмеження регульованого параметру та усунення перерегулювання при двох сталих часу об'єкту; значно ліпші показники у режимах дії навантаження порівняно з розглянутими вище системами, що досягається більш високою швидкістю контуру швидкості.

Слід зауважити, що оскільки кожен регулятор цієї системи формує динамічні та статичні характеристики незалежно від інших, то можуть виникнути ускладнення під час реалізації (складні передаточні функції синтезованих регуляторів). Недоліком системи з паралельним вмиканням регуляторів також є складність синтезу та технічної реалізації логічного пристрою.

1.1 Системи підпорядкованої структури

Розвиток техніки регулювання відкрив великі можливості для удосконалення засобів та методів керування автоматизованими електроприводами. Створення регульованих електроприводів на базі вентильних перетворювачів значно розширило ці можливості та разом з цим зумовило збільшення вимог до регуляторів, особливо до їх швидкодії [6]. Найбільше поширення отримали структури, які мають систему підпорядкованого регулювання з послідовною корекцією [7-12]. Характерним напрямком є створення уніфікованих систем регулювання для електроприводів постійного та змінного струму.

Основні положення при побудові швидкодіючих електромеханічних систем були сформульовані у роботах С. Кесслера [13-15] та розвинуті Р. Йоттенем в [16]. Усі виводи зроблені для лінійних систем на основі аналізу

передаточної функції об'єкту регулювання та усього замкнутого контуру регулювання. Основна задача при розробці системи зводиться до знаходження параметрів регуляторів, якщо відомі параметри об'єкту регулювання та структура кола регулювання для отримання якісного перехідного процесу.

Оптимальне по швидкодії регулювання здійснюється у випадку, якщо передаточна функція замкнутого контуру $W_3(p)=1$. Зазвичай передаточну функцію об'єкту регулювання можна представити у вигляді

$$W_o(p) = \frac{1}{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_np^n}. \quad (1.1)$$

Але реальні системи мають обмеження, що накладаються на об'єкт регулювання та елементи системи регулювання, які не є джерелом нескінченної потужності та мають характеристики з насиченням. Тому регулятор не може повністю компенсувати інерційність об'єкту регулювання. Для того, щоб статична похибка системи прямувала до нуля у знаменник передаточної функції регулятора вводиться оператор диференціювання p .

Тоді передаточна функція регулятора запишися як

$$W_p(p) = \frac{b_0 + b_1p + b_2p^2 + \dots + b_np^n}{p}, \quad (1.2)$$

де $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ та $b_0, b_1, b_2, \dots, b_n$ – сталі коефіцієнти.

Тип регулятора визначається об'єктом регулювання, у передаточній функції якого виділяються члени з “великими” та “малими” сталими часу. При одній великій сталій часу достатньо застосувати ПІ-регулятор, при двох і більше великих сталих часу потрібен ПІД-регулятор.

Якщо об'єкт керування має більше двох “великих” сталих часу, то ефективніше використовувати системи автоматичного регулювання з послідовною корекцією (СПР), кількість контурів якої дорівнює кількості регульованих координат. Головною регульованою координатою об'єкту є

координата, яка визначає мету автоматичного регулювання. Наприклад, у системі позиціонування такою координатою є кутове переміщення. Інші координати підпорядковані головній координаті та одна одній.

На рис. 1.4, зображено структурну схему двоконтурної СПР. У запропонованій структурній схемі об'єкт регулювання має дві “великих” сталих часу, що компенсуються відповідними регуляторами. Тому він поділений на дві частини а, саме: $W_{01}(p)$, $W_{02}(p)$. Координати x_1 та x_2 є вихідними величинами кожної частини об'єкта регулювання. Регулятори в СПР вмикаються каскадно та контролюють відповідну координату [14].

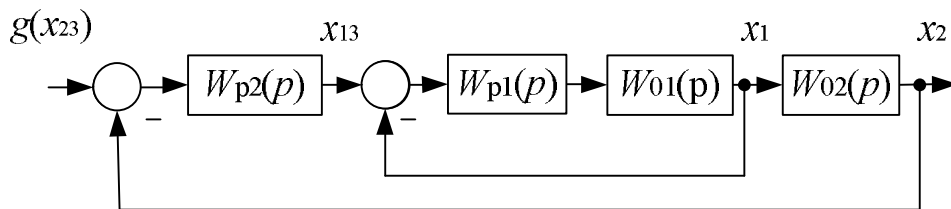


Рис. 1.4. Структурна схема СПР

Загальна передаточна функція об'єкту n -го контуру СПР, крім першого, складається з передаточної функції замкнутого $(n-1)$ -го контуру $W_{3(n-1)}(p)$ та передаточної функції об'єкту регулювання з “великою” сталою часу $W_{on}(p)$

$$W_{on}^3(p) = W_{on}(p)W_{3(n-1)}(p) \quad (1.3)$$

Передаточна функція розімкнутого n -го контуру

$$W_n(p) = W_{pn}(p)W_{on}^3(p), \quad (1.4)$$

замкнутого –

$$W_{zn}(p) = \frac{W_n(p)}{1 + W_n(p)}. \quad (1.5)$$

Існують деякі апробовані, зручні налаштування контурів, які найчастіше використовуються для електроприводів постійного та змінного струму. Наприклад, оптимізація по модулю використовується для внутрішніх

контурів регулювання, щоб одночасно виконати вимоги за перерегулюванням та швидкодією.

Передаточна функція розімкненого контуру має наступний вигляд

$$W_{\text{рмо}}(p) = \frac{1}{T_0 p (T_{\mu \text{min}} p + 1)} = \frac{1}{a T_{\mu \text{min}} p (T_{\mu \text{min}} p + 1)}, \quad (1.6)$$

де $T_{\mu \text{min}}$ – сума “малих” сталих часу, що не компенсується регулятором;

$T_0 \geq a T_{\mu \text{min}}$ – постійна стала часу інтегрування контуру;

a – коефіцієнт, що залежить від вибраного ступеня демпфування, для розімкнутого контуру.

Таким чином, оптимізація за модулем зводиться до заміни розімкнутого кола з “великими” сталими часу замкнутим контуром, який описується диференціальним рівнянням того ж порядку, але з меншою постійною часу T_0 . В реальних умовах найменше значення T_0 визначається максимальною полосою пропускання замкненого контуру, при якій рівень шумів на його виході не перевищує допустимих значень

$$T_0 = \frac{1}{\omega_{\text{зрмах}}}, \quad (1.7)$$

де $\omega_{\text{зрмах}}$ – частота зрізу розімкнутого контуру, що відповідає полосі пропускання $\omega_{\text{пмах}}$.

Якщо під полосою пропускання замкненого контуру мати на увазі частоту, при якій відношення амплітуд вихідної координати дорівнює

$$\frac{A(\omega_n)}{A(0)} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (1.8)$$

тоді $\omega_{\text{зрмах}} = \omega_{\text{пмах}}$.

Властивості контуру, що налаштований на технічний оптимум, залежать лише від суми “малих” сталих часу. На рис. 1.5.а зображені

логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (ЛАХ) розімкнутого контуру за рівнянням (1.6) при $a=2$, а на рис. 1.5.б – перехідна функція замкнутого контуру, яка описується рівнянням\

$$y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_{\mu \min}}} \left(\cos \frac{t}{2T_{\mu \min}} + \sin \frac{t}{2T_{\mu \min}} \right) \quad (1.9)$$

При цьому час наростання регулюючої величини $t_H = 4,71T_{\mu \min}$, коефіцієнт згасання $\zeta = 0,707$ та перерегулювання $\sigma = 4,3\%$, час регулювання (тобто входження регулюючої величини в область значень, які відрізняються від усталеного не більш ніж на 2%) становить $t_p = 8,4T_{\mu \min}$. Частота зрізу розімкнутого контуру на ЛАХ дорівнює

$$\omega_3 = \frac{1}{2T_{\mu \min}}. \quad (1.10)$$

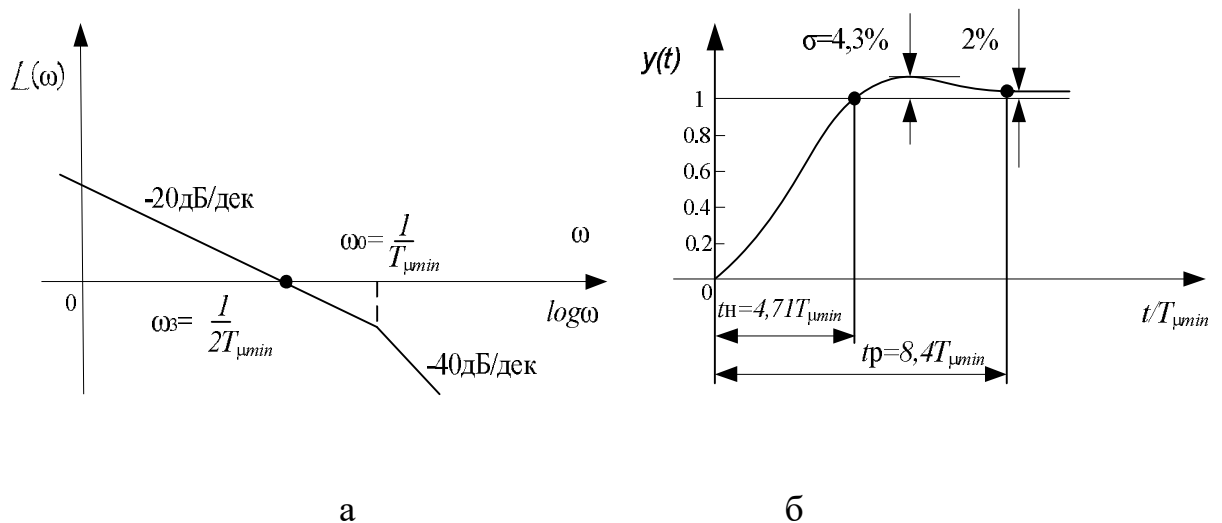


Рис. 1.5. ЛАХ розімкнутих контурів та перехідна характеристика замкнутого контуру при налаштуванні на модульний оптимум

Налаштування на технічний оптимум не забезпечує достатню статичну точність системи під час дії зовнішніх збурень, тому використовують настроювання на симетричний оптимум [4].

Передаточна функція розімкнутого контуру, налаштованого на симетричний оптимум, має вигляд

$$W_{\text{pco}}(p) = \frac{4T_{\mu\text{min}}p + 1}{4T_{\mu\text{min}}p} \frac{1}{2T_{\mu\text{min}}p(T_{\mu\text{min}}p + 1)} \quad (1.11)$$

Відповідна ЛАХ розімкнутого контуру зображена на рис.1.6.

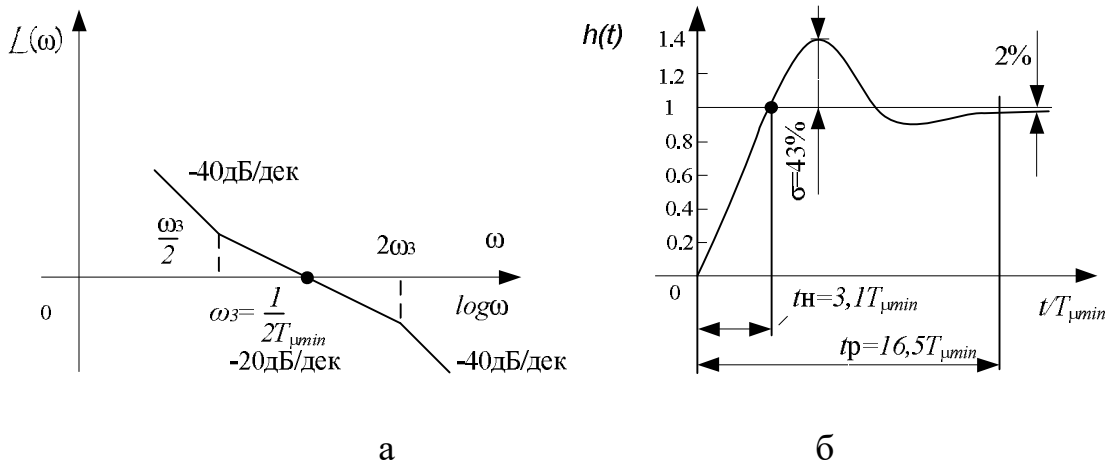


Рис. 1.6. ЛАХ розімкнутих контурів та перехідна характеристика замкнутого контуру при налаштуванні на симетричний оптимум

Налаштування на симетричний оптимум призводить до зникнення статичної похибки, але збільшується перерегулювання σ до 43,4%, час регулювання $t_p = 16,5T_{\mu\text{min}}$ та час наростання $t_H = 3,1T_{\mu\text{min}}$. Проте перерегулювання можна зменшити за рахунок застосування задавача інтенсивності та фільтрів.

Перехідна функція замкнутого контуру описується наступним рівнянням

$$y(t) = 1 + e^{-\frac{t}{2T_{\mu\text{min}}}} - 2e^{-\frac{t}{4T_{\mu\text{min}}}} \cos \frac{\sqrt{3}}{4T_{\mu\text{min}}} t \quad (1.12)$$

Властивості контуру, який оптимізований на симетричний оптимум, також залежать лише від суми “малих” сталих часу $T_{\mu\text{min}}$.

Таким чином, системи підпорядкованого регулювання мають наступні переваги:

- просте визначення передаточних функцій регуляторів;

- зручне налаштування контурів СПР;
- простота обмеження регулювальних координат об'єкта керування.

1.2 Проблеми керування невизначеними об'єктами

Невизначеності погіршують точність системи керування та можуть привести до втрати їхньої працездатності. Вони можуть бути екзогенними, параметричними, координатними та структурними.

Працездатність систем керування в умовах малої невизначеності досліджується за допомогою теорії чутливості [17]. Чутливість автоматичних систем характеризує вплив зміни параметрів елементів на їх властивості. Варіація параметрів елемента автоматичної системи приводить до зміни його передаточної функції, що в свою чергу викликає зміну передаточної функції всієї замкнутої автоматичної системи, отже і зміну величин, які характеризують її стан. Чим менше чутливість автоматичної системи, тим система є більш високоякісна, тому великий інтерес представляють такі структури автоматичних систем, які мають малу чутливість.

Тому застосовуються наступні шляхи по зменшенню чутливості автоматичних систем:

- зміна передаточної функції замкнутої системи, при якій вона наближається до передаточної функції тієї частини системи, що не залежить від варіації елемента. Це шлях пов'язаний з компенсацією зміни варіації елемента та створенням відповідного компенсуючого впливу;
- збільшення коефіцієнту підсилення розімкнутого контуру.

Нульова чутливість системи керування досягається при нескінченному збільшенні коефіцієнту підсилення прямої частини системи. Аналогічно цьому умови компенсації вимагають введення у систему корегуючих елементів, передаточні функції яких рівні зворотній передаточній функції керуючого об'єкту. Це означає, що корегуючий елемент, який вводиться у систему, крім

передавання вхідного сигналу без спотворень, повинен здійснювати ідеально операції диференціювання першого, другого та третього порядків [18].

Часто невизначеності можуть бути великі. Для забезпечення працездатності систем керування в умовах великої невизначеності розроблені робастні системи керування. Як видно з вище сказаного, робастні системи керування підвищують точність та надійність роботи усього технологічного встаткування, збільшують ступінь автоматизації виробництва, підвищують продуктивність технологічного встаткування, що в сукупності дає великий економічний ефект.

Деякою грубістю до невизначеностей володіють ПІ та ПІД-регулятори. Серед методів, спеціально розроблених для забезпечення працездатності в умовах великої невизначеності, слід зазначити [19-39]: інтервальні методи керування, методи керування з великими коефіцієнтами підсилення, релейні методи керування зі змінною структурою, згладжені методи зі змінною структурою, комбіновані методи керування зі спостерігачами невизначеності, адаптивні методи керування з ідентифікацією параметрів, адаптивні методи керування з моделлю та методи керування з використанням КЗЗД з МЛФ.

Інтервальні методи керування застосовуються тільки для лінійних безперервних систем з виміром усього вектора стану та гарантують тільки асимптотичну стійкість, не гарантуючи точність та інші показники якості системи [19-22].

Системи з алгоритмами керування, що розроблені за методом керування з великими коефіцієнтами підсилення, мають підвищену робастну стійкість стосовно екзогенних та параметричних невизначеностей. Збільшення коефіцієнту передачі розімкнутого кола у запропонованих системах підвищує точність та грубість системи керування. Але не всі системи допускають необмежене збільшення коефіцієнта підсилення у зв'язку з появою помилок внаслідок високочастотних завад та нестійкості високочастотної не врахованої динаміки [23].

Для підвищення робастності були запропоновані релейні методи

керування зі змінною структурою [24], що працюють у релейному режимі без зони нечутливості. Переваги релейного методу керування зі змінною структурою полягають в їх інваріантності до зовнішніх збурень та можливості отримання достатньо швидких похідних процесів. Але на практиці релейні системи виявляють ряд істотних недоліків, що обумовлено появою ковзних режимів, а саме: значні енергетичні втрати, високочастотні коливання змінних стану (вібрація механічних елементів), зменшення завадостійкості системи, поява неврахованої динаміки. Для зменшення представлених недоліків релейні ланки змінюють на лінійні ланки з насиченням. Релейні методи керування зі змінною структурою перетворюються у згладжені методи зі змінною структурою [25]. Ці системи по динамічних властивостям близькі до методів керування з великими коефіцієнтами підсилення, але розвивають обмежені керуючі впливи, які погіршує точність керування.

Комбіновані методи керування зі спостерігачами невизначеності забезпечують інваріантність системи керування стосовно екзогенних збурень. За допомогою даного методу система з нелінійний нестационарний невизначений об'єктом керування має лінійний регулятор, який забезпечує бажані показники якості. Причому забезпечення необхідних показників якості перехідних процесів вирішуються незалежно від завдання компенсаційних впливів. Регулятор в запропонованій системі не використовує великі коефіцієнти підсилення та релейні ланки, що забезпечує точне керування [28-31].

Адаптивні методи керування з ідентифікацією параметрів у реальному часі, загалом, використовуються для лінійних систем керування. Збільшення кількості ідентифікуючих параметрів через вимоги до ідентифікації обмежують можливості запропонованого методу [32].

Адаптивні методи керування з моделлю [33-39], що оснований на використанні еталонної моделі, яка визначає бажану поведінку траєкторій керованого процесу, використовують при керуванні багатовимірними та

багатоканальними системами. Але рівняння еталонної моделі та рівняння руху щодо цієї моделі є нелінійними нестационарними рівняннями зі змінними невідомими параметрами. Це призводить до ускладнення як синтезу законів керування, так і дослідження стійкості траєкторії. Алгоритми керування виходять нестационарними.

Методи керування з використанням КЗЗД з МЛФ [26, 27] дозволяють розробляти алгоритми керування у формі зворотних зв'язків в аналітичному вигляді безпосередньо по вихідним нелінійним рівнянням руху керованих об'єктів без використання традиційної процедури лінеаризації. При цьому мінімізація локальних функціоналів здійснюється у процесі керування рухом, їх значення утримуються у малій околиці екстремумів-мінімумів, що досягається застосуванням в структурах систем швидкодіючих слідкуючих контурів прискорень, заданими впливами яких є необхідні прискорення, що характеризують рух бажаної моделі. Це забезпечує слабку чутливість до параметричних та координатних збурень об'єкту керування, та динамічну декомпозицію взаємозв'язаної системи на локальні відносно незалежні підсистеми.

Наведені робастні методи керування дозволяють зробити висновок, що найбільшої робастністю та точністю володіють методи керування з великими коефіцієнтами підсилення, релейні методи керування зі змінною структурою, згладжені методи зі змінною структурою, комбіновані методи керування зі спостерігачами невизначеності та методи керування з використанням концепції зворотної задачі динаміки. Крім робастності, ці методи перевершують інші методи по точності керування. На відміну від перших чотирьох методів алгоритми керування з використанням концепції зворотної задачі динаміки не пред'являє до об'єкта керування жорстких вимог по повноті математичної моделі.

Таким чином, перспективним методом для вирішення наукового завдання дисертаційної роботи є метод керування з використанням КЗЗД з МЛФ.

1.3 Аналіз сучасних алгоритмів керування в системах підпорядкованого регулювання

У промисловості широко використовуються ПІ - та ПІД-регулятори завдяки простій структурі та відносно легкій процедурі налаштування з задовільними показниками якості [40, 41]. Деякі методи налаштування, такі як метод Зіглера-Ніколса, що заснований на реакції об'єкту на ступінчатий вплив та на частотних характеристиках об'єкту керування [42], забезпечують інтуїтивне поняття про налаштування системи, при неповній інформації про об'єкт керування. Часто ці методи настройки показують задовільні показники якості. Хоча вони і не так популярні при ПІ(Д) керуванні.

Для налаштування ПІ(Д) регуляторів також використовують загальні методи теорії автоматичного керування.

Після розрахунку параметрів регулятора зазвичай вимагається ручне налаштування для поліпшення якості регулювання, оскільки аналітично отримані результати базуються на спрощених моделях об'єкту. Зокрема, не враховується завжди присутня нелінійність, крім того в моделях використовують параметри, які ідентифіковані з деякою похибкою [43]. Тому для покращення показників якості систем автоматичного керування був запропонований у 1971 році Р. Феланом PDF (Pseudo-Derivative-Feedback) регулятор, яких розглядається в роботах [44, 45].

PDF-регулятор являється модифікацією інтегрального закону керування з похідними у зворотному зв'язку (I-DF). Закон керування I-DF має інтегратор у прямому каналі, де зазвичай знаходиться ПІ-регулятор, та похідні регульованої координати у зворотному зв'язку. Система керування з I-DF-інтегратором зображена на рис. 1.7, де R – сигнал завдання; L – збурення; K_i , K_d – інтегральний та диференційний коефіцієнти регулятора; C – регульована координата.

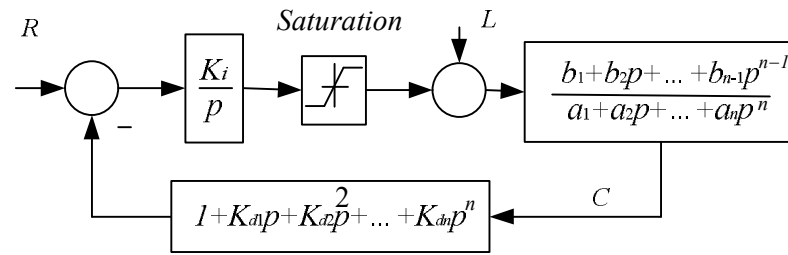


Рис. 1.7. I-DF система керування

Ця конфігурація дозволяє досягти більш високого коефіцієнту підсилення системи без перегулювання та забезпечую відсутність нулів у передаточній функції замкнутої системи керування [46]. Система керування PDF-регулятором є повністю керованою, якщо всі похідні регульованої змінної доступні в якості зворотного зв'язку.

Параметри характеристичного рівняння визначаються розташуванням полюсів системи. Кількість похідних у зворотному зв'язку залежить від порядку передавальної функції об'єкту керування. Математично це ідеалізований регулятор, який добре працює, але на практиці застосування похідних регульованої змінної призводить до появи значних завад, особливо при використанні похідних другого та більш високого порядку.

Для зниження порядку похідних на одиницю використовують наступний підхід. Замість передачі похідних по зворотному зв'язку система керування спочатку розраховує керуючий сигнал (похибку) який інтегрується в прямому каналі, а потім всі похідні регульованої координати зворотного зв'язку додаються на виході інтегратора. Структурна схема зображена на рис. 1.8. Хоча регулятори мають різні коефіцієнти, але якість перехідних процесів однакова.

В [44] представлено PDF-регулятори для систем першого та другого порядку та багатоконтурних систем керування. Двоконтурна СПР з PDF-регуляторами представлена на рис.1.9, де E – похибка регулюючої координати; U – збурення.

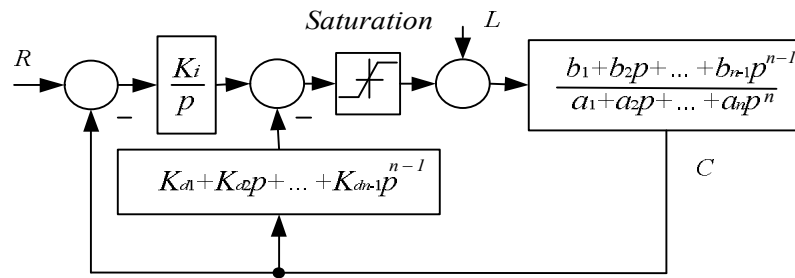


Рис. 1.8. Система керування з PDF-регулятором

Також Фелан зробив значний внесок у дослідження систем з тривалим періодом насичення без перегулювання та охопив інтелектуальні обмежувачі і запобігання появи в системі коливальних процесів.

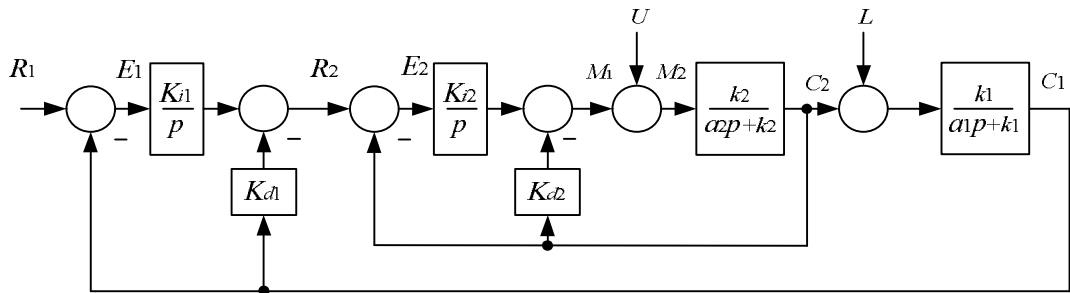


Рис. 1.9. СПР з PDF-регуляторами

Фелан в [47] дав додаткові трактування для системи високого порядку з запізненням. Ом в [40] узагальнив PDF- та ПІ-регулятори, а саме показав що PDF-регулятори мають кращі навантажувальні характеристики, а ПІ-регулятори – кращі слідкуючі можливості. Зміна коефіцієнту підсилення PDF-регулятора у прямому каналі, може одночасно задовольнити характеристики як по навантаженню так й слідкуванню [48-52].

Якщо передаточна функція об'єкту керування має другий порядок, то система з ПІ-регулятором та похідними у зворотному зв'язку відпрацьовує завдання у вигляді ступінчатого сигналу без перегулювання. Ця система має кращі показники якості не тільки за рахунок наявності похідної в каналі зворотного зв'язку, але й тому, що вихід регулятора (інтегральна складова) включає в себе негативний сигнал від похідної регульованої змінної. На рис.

1.10 зображена система керування з PI-DF-регулятором. Але запропонована система керування має проблеми з перевантаженням та може легко стати нестійкою.

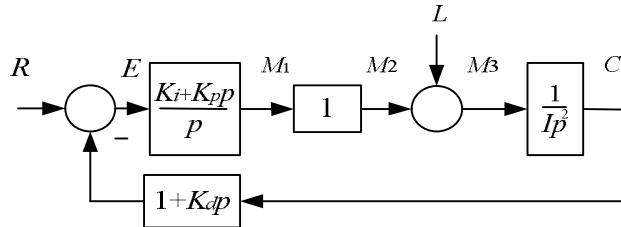


Рис. 1.10. PI-DF система керування

Система керування з PDF-регулятором та об'єктом першого порядку має проблеми, які пов'язані з пусковими режимами.

Проблеми з перевантаженням та перемиканням усуваються шляхом застосування концепції інтелектуального регулятора, структурна схема якого зображена на рис. 1.11.

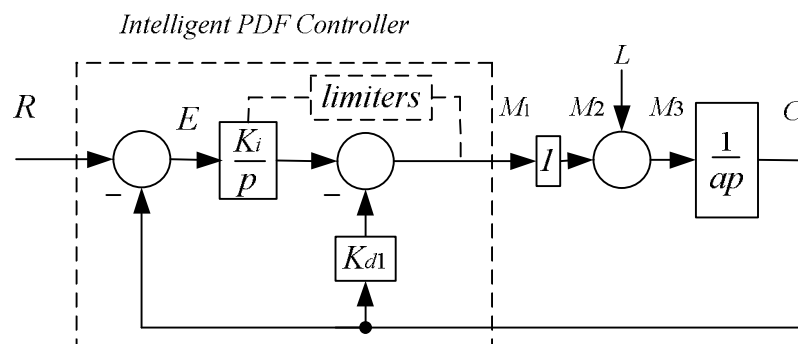


Рис. 1.11. Структурна схема системи керування з Intelligent PDF-регулятором

Введення додаткових давачів в системі керування дозволяє її поділити на частини з високою та повільної динамікою, призводячи до підпорядкованої структури [53], [54], що показана на рис. 1.12, де r – сигнал завдання; $P_1(s)$, $P_2(s)$ – передавальні ланки об'єктів керування зовнішнього та внутрішнього контурів; $C_1(s)$, $C_2(s)$ – передавальні ланки регуляторів зовнішнього та внутрішнього контурів; d_1 та d_2 – збурення.

Тому пропонується, щоб кожний зворотний зв'язок був пов'язаний з відповідним ПІД-регулятором. Обґрунтування такої структури полягає в тому, що висока динаміка внутрішнього контуру буде забезпечувати швидке послаблення збурення, перш ніж воно вплине на регульовану координату у зовнішньому контуру. Дана структура з ПІД-регуляторами використовується для знаходження компромісу між показниками якості відпрацювання системою завдання та показниками якості компенсування системою змін навантаження [55].

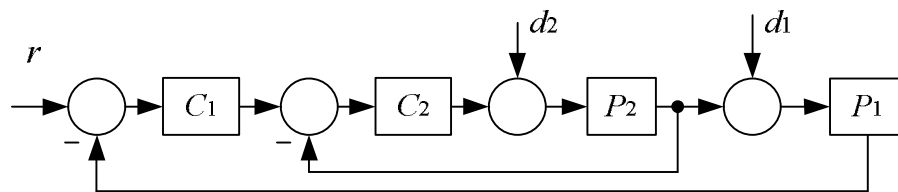


Рис. 1.12. Структурна схема двоконтурної СПР

Обидва стандартні ПІД-регулятора представлені у вигляді

$$C_1(p) = K_{p1} \left(1 + \frac{1}{T_{i1}p} + \frac{T_{d1}p}{(T_{d1}/N_1)p + 1} \right); \quad (1.13)$$

$$C_2(p) = K_{p2} \left(1 + \frac{1}{T_{i2}p} + \frac{T_{d2}p}{(T_{d2}/N_2)p + 1} \right); \quad (1.14)$$

де K_{p1} , K_{p2} – коефіцієнти передачі регуляторів;

T_{i1} та T_{i2} – сталі часу інтегрування;

T_{d1} та T_{d2} – сталі часу диференціювання;

N_1 та N_2 – коефіцієнти фільтру шумів при сталій диференціювання.

Так як каскадне керування має декілька регуляторів, то процедура налаштування є більш складною ніж для одноконтурної системи керування. Спочатку налаштовується внутрішній регулятор, а потім зовнішній. Існують методи, які допомагають в проектуванні каскадних систем керування. Метод з використанням реле у зворотному зв'язку та прямому каналі застосовується для автоналаштування [56, 57]. Але методи по налаштуванню регуляторів для

внутрішнього та зовнішнього контурів дають різні результати [58], [59] тому пропонуються альтернативні структури керування на основі модифікації звичайної конфігурації СПР [60]. Однак немає чітких вказівок про те, як автоматизувати процес.

Останнім часом пропонується метод [61] суть якого полягає у апроксимації динаміки внутрішнього контуру динамікою аперіодичної ланки першого порядку та ланкою з запізненням FOPDT (First-Order-Plus-Dead-Time), що дозволяє застосовувати добре відомі правила налаштування. Це необхідно для наближення до реальних процесів, щоб замкнута система при застосуванні регулятора у внутрішньому контурі не мала коливань. А використання типових правил налаштування ПД-регулятора цього не гарантують.

Якщо структура регулятора не може бути ускладнена додаванням додаткових фільтрів чи моделлю, яка працює паралельно з моделлю об'єкта керування, пропонується використання регуляторів з двома ступенями свободи ПІ/ПД (2-DOF). Структура каскадного керування, яка пропонується зображена на рис. 1.13, де $C_r(s)$ та $C_y(s)$ – передаточні функції регуляторів у прямому каналі та зворотному зв'язку.

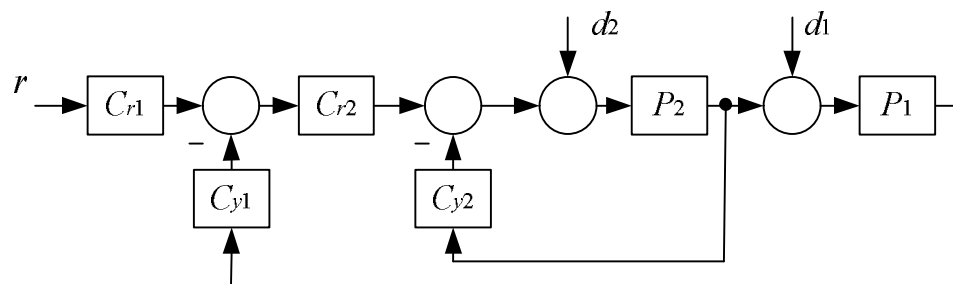


Рис. 1.13. СПР з регуляторами, що мають два ступеня свободи

ПД-регулятор має два ступеня свободи у зовнішньому контурі (ПД₂) та ПІ-регулятор з двома ступенями свободи (ПІ₂) у внутрішньому контурі [62].

Загальна структура для обох регуляторів має наступний вигляд

$$u_i(p) = C_{ri}(p)r_i(p) - C_{yi}(p)y_i(p). \quad (1.15)$$

Передаточні функції регулятора для зовнішнього контуру мають вигляд

$$C_{r1}(p) = K_{c1}(\beta_1 + \frac{1}{T_{i1}p}); \quad (1.16)$$

$$C_{y1}(p) = K_{c1}(1 + \frac{1}{T_{i1}p} + \frac{T_{d1}p}{T_{d1}/Np + 1}), \quad (1.17)$$

а передаточні функції ланок регулятора для внутрішнього контуру

$$C_{r2}(p) = K_{c2}(\beta_2 + \frac{1}{T_{i2}p}); \quad (1.18)$$

$$C_{y1}(p) = K_{c2}(1 + \frac{1}{T_{i2}p}). \quad (1.19)$$

Коефіцієнт фільтру при сталій диференціювання $N=10$ зазвичай використовується на практиці у промислових контролерах [63].

Один з основних недоліків налаштування конфігурації каскадного керування є необхідність визначення моделі об'єкту керування внутрішнього контуру та відповідного налаштування регулятора у зовнішньому контурі. Цей недолік долається при використанні регуляторів з двома ступенями свободи та законів, що забезпечують автоналаштування параметрів регуляторів як для внутрішнього так і для зовнішнього контурів.

1.4 Формулювання наукових задач дослідження

В результаті огляду існуючих систем підпорядкованого регулювання, які є найбільш поширеними структурами керування у промисловості, а також аналізу грубості та вимог, що висуваються до сучасних систем керування, можна зробити наступні висновки:

- 1) системи керування з ПІ - та ПІД-регуляторами мають деяку

грубість, але не робастність до параметричних, координатних, екзогенних та структурних невизначеностей;

2) загальним недоліком систем підпорядкованого регулювання є неможливість зменшення статизму при настроюванні на технічний оптимум та динамічного відхилення регульованої величини при настроюванні на симетричний оптимум;

3) передаточні функції регуляторів, що налаштовані на поширений модульний та симетричний оптимум компенсують відповідні складові ланки об'єкта керування для отримання необхідної передаточної функції. Тому необхідно мати повну інформацію про структуру та параметри об'єкта керування для забезпечення заданої якості керування, а при їхній зміні застосовувати додаткові закони ідентифікації або адаптації, що підвищує складність системи керування;

4) кожна локальна система при підпорядкованому керуванні має швидкодію приблизно вдвоє меншу за попередню, тому велике число контурів в системах підпорядкованого регулювання є небажаним;

5) не враховуються нелінійність: добуток електромеханічних координат, насичення магнітної системи, обмеження на виході регуляторів;

6) необхідність визначення об'єкта керування для внутрішнього контуру та відповідного налаштування регулятора у зовнішньому контурі;

7) для реалізації кожного з контурів вимагається відповідний регулятор та давач.

Таким чином, вирішення проблеми підвищення якості системи підпорядкованого регулювання координат електроприводів в умовах постійно зростаючих вимог до якості керування та невизначеності об'єкту потребує розвитку наукових основ електромеханічних систем автоматичного керування на основі КЗЗД з МЛФ.

Для досягнення цього необхідно вирішити наступні задачі:

– проаналізувати проблему підвищення якості керування електроприводами підпорядкованої структури в умовах невизначеності

математичної моделі;

– розвинути метод керування електроприводами на основі концепції зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій;

– розробити алгоритми керування компонентами струмів статора, потокозчепленням ротора та кутовою швидкістю для векторно-керованих асинхронних електроприводів з властивостями слабкої чутливості до зміни активного опору ротора та моменту інерції;

– розробити алгоритми керування координатами електропривода постійного струму з властивостями слабкої чутливості до зміни активного опору якоря, моменту інерції та магнітного потоку;

– виконати експериментальне дослідження розроблених електроприводів підпорядкованої структури з властивостями слабкої чутливості до параметричних та координатних збурень.

2 РОЗРОБКА ЗАКОНІВ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРОТНОЇ ЗАДАЧІ ДИНАМІКИ

Метод зворотної задачі динаміки для синтезу структур нелінійних систем керування запропонований Л.М. Бойчуком. По заданому рівнянню об'єкту та вимогам до якості системи керування визначається бажане диференціальне рівняння, рішення якого задовольняє вимогам до якості. Алгоритм керування отримується з бажаного рівняння шляхом підстановки старшої похідної в рівняння об'єкту. Отримані таким чином алгоритм керування, як правило не вдається точно реалізувати. Це пов'язано з неможливістю коректно реалізувати диференціатор. Проте вирішення питання про реалізацію алгоритму керування потрібно розглядати з врахуванням властивостей об'єкту керування. Необхідні похідні можливо визначити шляхом вимірювання або застосуванням спостерігачів.

У випадку лінійних систем можна легко отримати бажану передавальну функцію на основі відповідного диференціального рівняння. Тому здається, що немає різниці між методом зворотної задачі динаміки та методом бажаної передаточної функції. Проте між цими методами існує принципова різниця, а саме [64]:

1) закон керування, що отриманий за методом зворотної задачі динаміки, у загальному випадку неможливо точно реалізувати, в той час як питання реалізованості передавальної функції регулятора за методом бажаної передаточної функції вирішується в процесі її отримання;

2) якщо на об'єкт керування діють контрольовані збурення і вони враховані в його рівнянні, то при застосуванні методу зворотної задачі динаміки отримується комбінований закон керування, який загалом компенсує вплив зазначених збурень. Метод бажаної передаточної функції не дозволяє синтезувати інваріантну від збурень систему керування.

Системи з традиційними законами керування компенсаційного типу

мають високою чутливістю до зміни параметрів об'єкту керування, що ускладнює їх використання в умовах параметричної невизначеності, бо отримані з умови абсолютно точного збігання траєкторій руху системи та бажаної моделі. Для керування лінійними та нелінійними багатовимірними об'єктами в умовах параметричних та координатних збурень необхідно застосовувати закони керування, які роблять систему грубою до збурень та забезпечують динамічну декомпозицію взаємозв'язаної нелінійної системи на незалежні лінійні підсистеми. Такі властивості забезпечують закони керування, що синтезовані на основі КЗЗД з МЛФ в околиці фазових траєкторій бажаної моделі, яка використовується для керування складними механічними системами [65-75]. Системи різної фізичної природи можуть описуватися ідентичними диференціальними рівняннями (Лагранжа-Максвелла, Ньютона та Ейлера), а відношення еквівалентності дозволяє встановлювати відповідності між різними фізичними величинами та параметрами. Тому електромеханічні аналогії приводять до збагачення аналітичних методів механіки, електромеханіки та є підставою для їх використання [76].

Таким чином, вказані підходи доцільно застосовувати для керування електромеханічними координатами електроприводу, який за своєю природою є нелінійним об'єктом з параметрами, що змінюються внаслідок нагрівання електричних обмоток двигунів, ефекту витіснення струму при різних частотах напруги живлення, насичення магнітної системи тощо. Отже, в основу КЗЗД з МЛФ покладена ідея зворотності прямого метода Ляпунова по дослідженню стійкості, що дозволяє знаходити закон керування, при якому замкнений контур має наперед задану функцію Ляпунова. В якості функції Ляпунова виступає миттєве значення енергії. Отриманий закон надає замкнутій системі властивість стійкості в цілому, що дозволяє вирішувати задачі керування взаємозв'язаними, нелінійними об'єктами, як для лінійних систем по математичних моделях локальних контурів. Характерною особливістю оптимізації є досягнення не абсолютного мінімуму функціонала якості, як в

традиційних системах, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними вимогами динамічну похибку системи [77, 151-157].

Детальна методика розробки законів керування електроприводами на основі КЗЗД з МЛФ в узагальненому вигляді наведена в додатку А.

2.1 Стійкість систем регулювання, розроблених на основі концепції зворотної задачі динаміки

Однією з задач при застосуванні законів керування координатами електромеханічних систем на основі КЗЗД з МЛФ є визначення впливу коефіцієнтів регуляторів на стійкість системи керування [84]. Тому необхідно провести дослідження стійкості замкненої системи автоматичного регулювання координати електропривода, типова структура якої зображена на рис. 2.1 [85].

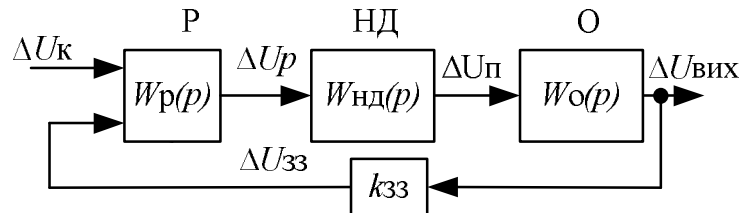


Рис. 2.1. Замкнена система регулювання координати електропривода

Система регулювання складається з об'єкту керування O у вигляді інтегруючої $W_o(p) = k_0 / (T_0 p)$ або аперіодичної $W_o(p) = k_0 / (T_0 p + 1)$ ланки з сталою часу T_0 та коефіцієнтом передачі k_0 , на вхід якого подається напруга $\Delta U_{п}$ з виходу джерела живлення.

Ланка з невизначеною динамікою $НД$, описується аперіодичною ланкою $W_{нд}(p) = k_{п} / (T_{п} p + 1)$ з коефіцієнтом передачі $k_{п}$ та малою сталою часу $T_{п}$. Необхідна якість керування замкнутого контуру задається диференціальним рівнянням, що забезпечує монотонний перехідний процес з астатизмом першого порядку [86] $\Delta \dot{z} + \gamma_0 \Delta z = \gamma_0 \Delta U_{к}$. Ступінь наближення

реального процесу до заданого оцінюється функціоналом $G(u) = (\Delta \dot{z}(t) - \Delta \dot{U}_{\text{вих}}(t, u))^2 / 2$.

Мінімізація функціоналу здійснюється за градієнтною схемою першого порядку (А.5). Після чого закон керування (регулятор P) описується наступними рівняннями

$$\begin{aligned} \Delta U_p &= k_p (\Delta z - \Delta U_{z3}) \\ \Delta z &= \gamma_0 \int (\Delta U_k - \Delta U_{z3}) dt \end{aligned} \quad (2.1)$$

де k_p – коефіцієнт підсилення регулятора;

Δz – приріст вихідної координати при русі по заданій траєкторії;

γ_0 – коефіцієнт що задає необхідну тривалість перехідного процесу

$$t_{\text{пп}} = 3/\gamma_0.$$

На вхід регулятора подаються сигнали керування ΔU_k та зворотного зв'язку ΔU_{z3} . Система рівнянь контуру керування з об'єктом у вигляді інтегруючої ланки має наступний вигляд

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{вих}} = \frac{k_0}{T_0 p} (\Delta U_{\text{п}}); \\ \Delta U_{\text{п}} = \frac{k_n}{T_{\mu} p + 1} (\Delta U_p); \\ \Delta U_p = k_p (\gamma_0 \int (\Delta U_k - \Delta U_{z3}) dt - \Delta U_{z3}); \\ \Delta U_{z3} = k_{z3} \Delta U_{\text{вих}}, \end{cases} \quad (2.2)$$

де $p = d/dt$; ΔU_p – приріст сигналу на виході регулятора;

$\Delta U_{\text{вих}}$ – приріст регульованої величини.

Диференціальні рівняння системи (2.2) в нормальній формі при виключенні змінних ΔU_p та ΔU_{z3} представляються як

$$\begin{cases} p \Delta U_{\text{п}} = \frac{1}{T_{\mu}} (k_n k_p \gamma_0 \int (\Delta U_k - k_{z3} \Delta U_{\text{вих}}) dt - k_n k_p k_{z3} \Delta U_{\text{вих}} - \Delta U_{\text{п}}) \\ p \Delta U_{\text{вих}} = \frac{k_0}{T_0} (\Delta U_{\text{п}}) \end{cases} \quad (2.3)$$

В результаті підстановки отримується диференціальне рівняння замкнутої системи керування

$$p^3 \Delta U_{\text{вих}} + p^2 \frac{1}{T_{\mu}} \Delta U_{\text{вих}} + p \frac{k_0 k_n k_p k_{z3}}{T_0 T_{\mu}} \Delta U_{\text{вих}} + \frac{k_0 k_n \gamma_0 k_p k_{z3}}{T_0 T_{\mu}} \Delta U_{\text{вих}} = \frac{k_0 k_n k_p \gamma_0}{T_0 T_{\mu}} \Delta U_{\text{к}}. \quad (2.4)$$

Таким чином, усталений рух замкненої системи з об'єктом у вигляді інтегруючої ланки буде асимптотично стійким, якщо для її характеристичного рівняння

$$p^3 + \frac{1}{T_{\mu}} p^2 + \frac{k_0 k_n k_p k_{z3}}{T_0 T_{\mu}} p + \frac{k_0 k_n \gamma_0 k_p k_{z3}}{T_0 T_{\mu}} = 0 \quad (2.5)$$

згідно з критерієм Гурвіца виконуються наступні нерівності

$$\frac{1}{T_{\mu}} > \gamma_0. \quad (2.6)$$

Аналогічно для об'єкту у вигляді аперіодичної ланки $W_o(p) = k_0 / (pT_0 + 1)$, відповідно до представленої методики, записується характеристичне рівняння замкнутої системи керування

$$p^3 + \frac{(T_0 + T_{\mu})}{T_0 T_{\mu}} p^2 + \frac{k_0 k_n k_p k_{z3} + 1}{T_0 T_{\mu}} p + \frac{k_0 k_n \gamma_0 k_p k_{z3}}{T_0 T_{\mu}} = 0. \quad (2.7)$$

Для стійкості системи керування згідно з алгебраїчним критерієм Гурвіца повинна виконуватися наступна нерівність

$$\frac{T_0 + T_{\mu}}{T_0 T_{\mu}} \left(1 + \frac{1}{k_0 k_n k_p k_{z3}}\right) > \gamma_0. \quad (2.8)$$

2.2 Аналіз типових форм характеристичних поліномів

Бажаний вид перехідного процесу контуру керування визначається полюсами та нулями замкнутої системи. Якщо передаточна функція замкнутої системи не має нулів, то вибір її характеристичного поліному можна здійснити за стандартними формами n -го порядку [8]

$$D(p) = a_0 p^n + a_1 \omega_0 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} \omega_0^{n-1} p + a_n \omega_0^n \quad (2.9)$$

де ω_0 – модуль n -кратного дійсного кореня.

Параметр ω_0 визначає радіус розміщення коренів характеристичного поліному та швидкодію системи. Тому це значення завжди додатне, тобто $\omega_0 > 0$. Чим більше значення ω_0 , тим менший час перехідних процесів [79].

Електроприводи з зворотним зв'язком за кутовою швидкістю (з здавачем швидкості) та з тривалим моментом до 70 Нм повинні мати смугу пропускання замкнутого контуру регулювання: 30 Гц – для тиристорних електроприводів; 100 Гц – для транзисторних електроприводів [87].

Послідовність знаходження коефіцієнтів з необхідних характеристичних поліномів складається з наступних кроків:

- вибирається необхідний поліном, який забезпечує необхідне перерегулювання та відповідає порядку об'єкта керування;
- визначається час перехідного процесу $t_{\text{п}}^*$ по отриманій нормованій перехідній функції;
- за технічними вимогами визначається час перехідного процесу $t_{\text{п}}$, який зв'язаний з параметром ω_0 співвідношенням

$$\omega_0 = \frac{t_{\text{п}}^*}{t_{\text{п}}} \quad (2.10)$$

– знаходяться коефіцієнти необхідних характеристичних поліномів.

На практиці найбільш розповсюдженими характеристичними поліномами є біноміальний розподіл, стандартна форма Баттерворта та

розподіл Бесселя. Часто поняття оптимального перехідного процесу пов'язують з мінімізацією функціоналу.

Подібні типові форми отримані емпірично та сфера їх використання обмежена системами невисокого порядку. До таких форм відносяться розподілення, що мінімізують інтеграл від квадрату похибки та оптимізуючий функціонал. Якщо потрібно забезпечити кратні, дійсні та від'ємні корені $p_i = -\omega_0$, $i=1$ до n , то характеристичне рівняння повинне прийняти вид бінома Ньютона [78]

$$D(p) = (p + \omega_0)^n \quad (2.11)$$

розгортаючи який, отримуються бажані значення коефіцієнтів характеристичного поліному

$$\begin{aligned} & s + \omega_0 \\ & s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2 \\ & s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Відповідно, такі корені забезпечують у системі аперіодичний характер перехідних процесів [88].

Графіки перехідних функцій з біномінальним розміщенням коренів представлені на рис. 2.2. Реакція систем на вхідний вплив (стрибок) є відносно повільною та подібною за формою, тобто без перерегулювання.

Більш високому порядку характеристичного поліному відповідає триваліший перехідний процес. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.2, зображають перехідні функції відповідного порядку.

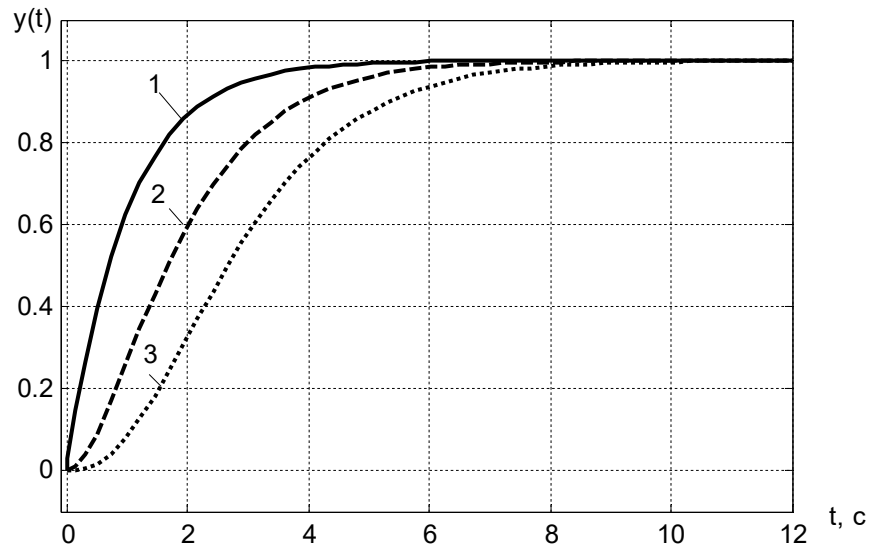


Рис. 2.2. Перехідні процеси систем з біноміальним розміщенням коренів

Досягти більш високої швидкодії дозволяють типові лінійні форми розміщення комплексно-спряжених коренів характеристичного поліному. Один з варіантів вибору коефіцієнтів такої форми був запропонований Баттервортом. Причому корені з уявною складовою у характеристичному рівнянні $D(p)$ призводять до перерегулювання. Налаштування системи на бажане розміщення коренів, що відповідає даній формі, дозволяє наблизити її показники якості до характеристик ідеального фільтру, а також досягти відносного компромісу між швидкістю та коливальністю перехідних процесів. Час перехідного процесу системи під час дії завдання у вигляді стрибка, що відповідає характеристичному рівнянню у формі Баттерворта, менший порівняно з біноміальною формою. Але у разі зростання порядку характеристичного рівняння за даного значення ω_0 , коливальність дещо підвищується. Якщо застосувати форму Баттерворта для системи другого порядку, то отримується характеристичне рівняння з коефіцієнтом демпфування 0,707, що відповідає налаштуванню на модульний оптимум.

Ліві частини характеристичних рівнянь з такими типовими коефіцієнтами мають вид

$$\begin{aligned}
 & s + \omega_0 \\
 & s^2 + 1,4\omega_0 s + \omega_0^2 \\
 & s^3 + 2\omega_0 s^2 + 2\omega_0^2 s + \omega_0^3
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

У стандартному поліномі Баттерворта всі корені розміщені на півколі з радіусом ω_0 у лівій півплощині комплексної площині коренів. Причому кут між уявною віссю та лінією, проведеною через найближчий до неї корінь і точку перетину уявної та дійсної осей, дорівнює половині кута між сусідніми коренями [79, 89, 8]. Тому корені такого поліному знаходяться за формулою

$$p_i = \omega_0 \left(\cos\left(\frac{\pi(2i-1)}{n}\right) + j \sin\left(\frac{\pi(2i-1)}{n}\right) \right), \quad i = \overline{1, n} \tag{2.14}$$

Поліном Баттерворта визначається наступним чином

$$D(p) = \prod_{i=1}^n (p - p_i) \tag{2.15}$$

Як видно з рис. 2.3, перегулювання стандартних перехідних функцій складає менш 20%. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.3, зображають перехідні функції відповідного порядку. Реакція систем Баттерворта на стрибок по відношенню з аналогічними реакціями біноміальних систем є більш коливальною. Але в багатьох випадках відповідають інтуїтивному уявленню про оптимальний перехідний процес.

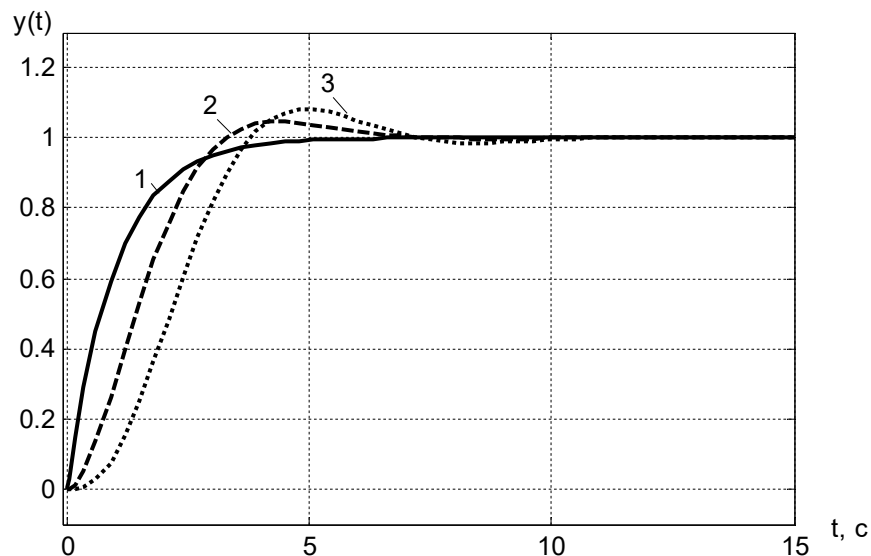


Рис. 2.3. Перехідні процеси типової форми Баттерворта

Близькі до типової форми Баттерворта перехідні процеси отримуються при розкладанні характеристичного поліному на добуток $n/2$ квадратних тричленів

$$N(p) = (p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)^{\frac{n}{2}}, \text{ при } n\text{--парне} \quad (2.16)$$

$$N(p) = (p + \omega_0)(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2)^{\frac{n-1}{2}}, \text{ при } n\text{--непарне}$$

де n – порядок поліному.

При виборі коефіцієнта демпфування $\xi=0,75$ значення нормованих коефіцієнтів характеристичного поліному дорівнюють

$$\begin{aligned} & s + \omega_0 \\ & s^2 + 1,5\omega_0 s + \omega_0^2 \\ & s^3 + 2,5\omega_0 s^2 + 2,5\omega_0^2 s + \omega_0^3 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Графіки перехідних процесів передаточної функції з розміщенням коренів представлені по формі Баттерворта при $\xi=0.75$ на рис. 2.4. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.4, зображають перехідні функції відповідного порядку. Перехідні характеристики мають меншу коливальність та менший час регулювання в порівнянні з типовими нормованими перехідними характеристиками за формою Баттерворта, але швидкодія при цьому теж зменшується.

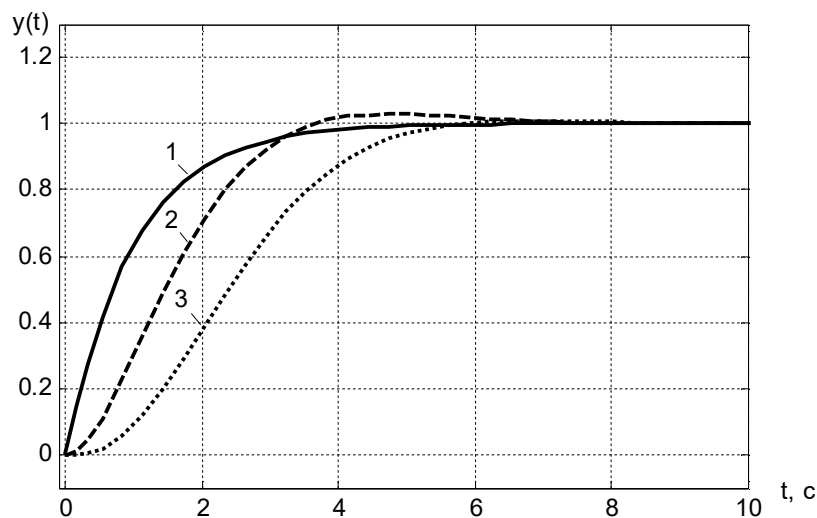


Рис. 2.4. Перехідні характеристики типової форми Баттерворта при $\xi=0,75$

Розміщення коренів, що відповідає типовій лінійній формі Баттерворта, характеризується достатньо великою коливальністю перехідних процесів, а при біномінальній формі – відносно великим часом перехідних процесів. Зазначені недоліки дозволяють уникнути типової лінійної форми Бесселя за допомогою нормованих коефіцієнтів [90, 91], яка має наступний вигляд

$$B_n(p) = p^n + b_{n-1}p^{n-1} + \dots + b_1p + b_0, \quad (2.18)$$

$$b_k = \frac{(2n-k)!}{k!(n-k)!} \left(\frac{\omega_0}{2}\right)^{n-k}, \quad k=0,1,2,\dots,n \quad (2.19)$$

Поліном $B_n(p)$ при $\omega_c=1$ відноситься до поліному Бесселя. Значення коефіцієнтів характеристичного рівняння 1, 2 та 3 порядку за формою Бесселя представлені

$$\begin{aligned} & s + \omega_0 \\ & s^2 + 3\omega_0 s + 3\omega_0^2 \\ & s^3 + 6\omega_0 s^2 + 15\omega_0^2 s + 15\omega_0^3 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Графічно перехідні функції з розміщенням коренів за формою Бесселя представлені на рис. 2.5. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.5, належать перехідним функціям відповідного порядку.

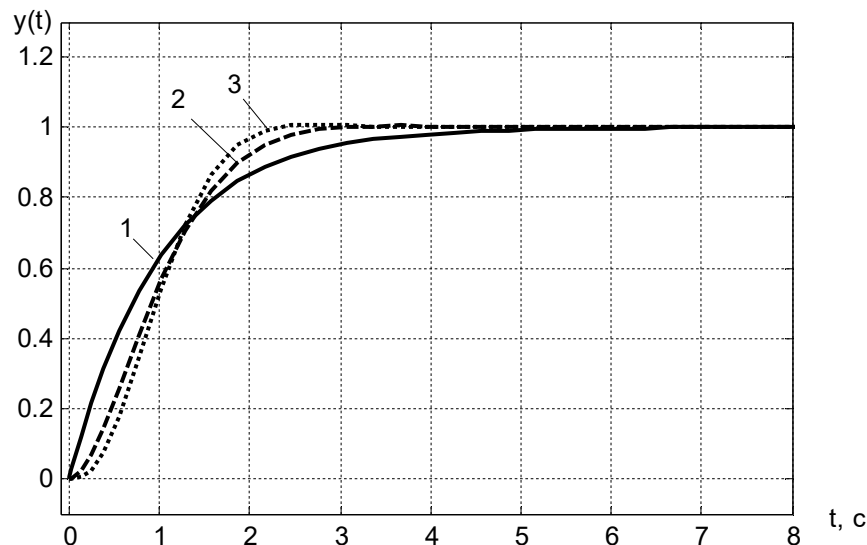


Рис. 2.5. Перехідні процеси за типовою формою Бесселя:

Як видно з рис. 2.5, графіки перехідних характеристик мають швидкий

перехідний процес практично при відсутності коливань. В наш час поняття оптимального перехідного процесу пов'язано з мінімізацією оптимізуемого функціоналу. Для систем (А.1) при нульових початкових умовах оптимізуемым функціоналом є інтеграл від квадрату похибки

$$I_1 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt = \int_0^{\infty} [1 - x(t)]^2 dt \quad (2.21)$$

Перехідні функції при мінімізації оптимізуемого функціоналу I_1 зображені на рис. 2.6. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.6, зображають перехідні функції відповідного порядку. Стандартні форми, які доставляють мінімум інтегралу від квадрата похибки мають наступний вигляд

$$\begin{aligned} & s + \omega_0 \\ & s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2 \\ & s^3 + \omega_0 s^2 + 2\omega_0^2 s + \omega_0^3 \end{aligned} \quad (2.22)$$

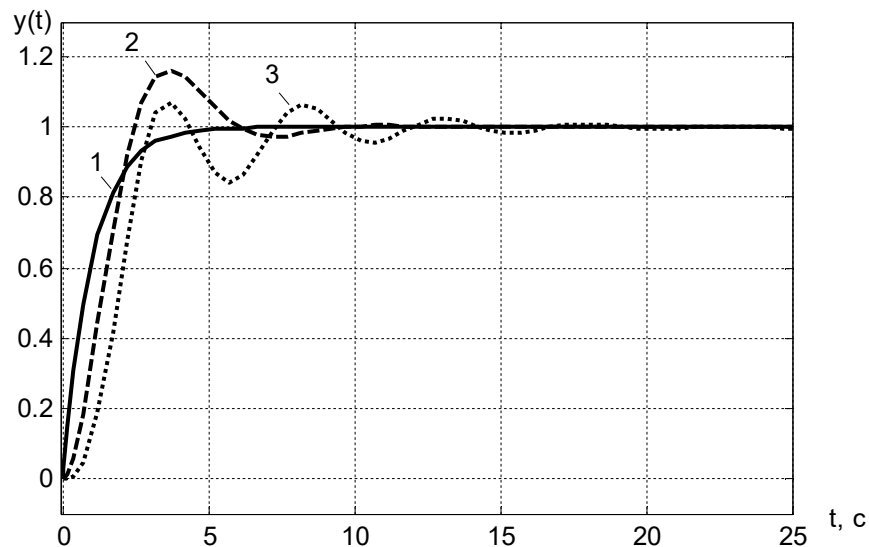


Рис. 2.6. Перехідні процеси систем з розміщенням коренів при оптимізації за критерієм I_1

Легко побачити, що параметр ω_0 як і раніше характеризує швидкодію протікання перехідного процесу, не впливаючи на відносний коефіцієнт

демпфування ξ . Вибір цього параметру визначає необхідну швидкодію системи та можливостями забезпечення достатнього діапазону її лінійності. Реакція системи на стрибок, оптимізованої по квадратичному критерію, в порівнянні з реакцією системи Баттерворта має декілька більшу коливальність.

Крім вищепоказаних, відомі стандартні форми, що отримуються у результаті мінімізації оптимізуючого функціонала

$$I_2 = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt, \quad (2.23)$$

який пред'являє собою інтеграл від похідної абсолютного значення похибки $|e(t)| = |1-x(t)|$ на час t . Реакція системи на стрибок, оптимізованого по критерію I_2 , в порівнянні з реакціями біноміальної системи характеризується значно більшою швидкодією, а в порівнянні з реакціями систем Баттерворта – меншою коливальністю.

Полюси системи та реакції системи на стрибок, що оптимізовані по критерію I_2 зображені на рис. 2.7.

Стандартні форми відповідно I_2 знаходять достатньо широке розповсюдження на практиці. Але алгоритму складання цих форм не існує, тому що вони отримані емпірично за допомогою аналогових моделюючих установок [78]. Криві 1, 2 та 3, що представлені на рис. 2.7, зображають перехідні функції відповідного порядку.

Стандартні форми, що мінімізують інтеграл I_2 представлені за наступними формулами

$$\begin{aligned} & s + \omega_0 \\ & s^2 + 1,4\omega_0 s + \omega_0^2 \\ & s^3 + 1,75\omega_0 s^2 + 2,15\omega_0^2 s + \omega_0^3 \end{aligned} \quad (2.24)$$

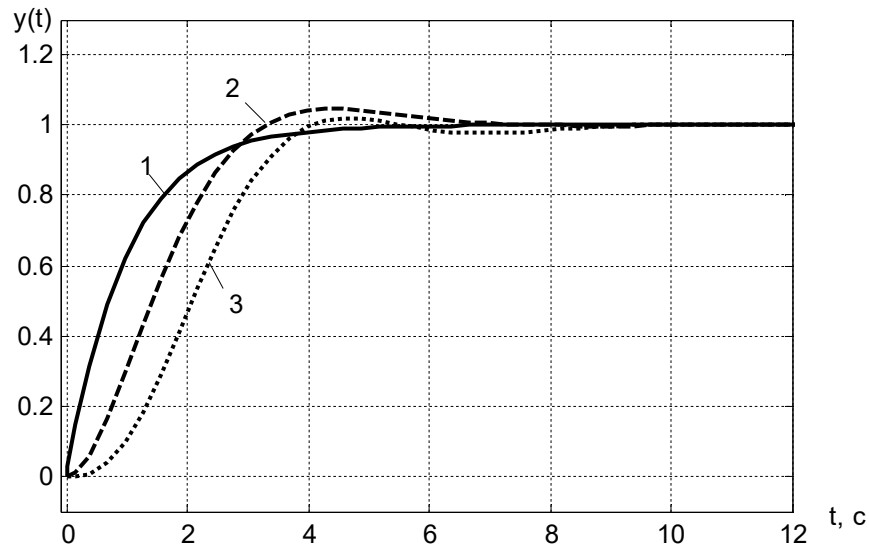


Рис. 2.7. Нормовані перехідні процеси системи з розміщенням коренів при оптимізації за критерієм I_2

Показниками якості перехідних процесів для деяких типів стандартного розміщення коренів представлені в табл. 2.1.

Час наростання перехідних характеристик t_n визначався інтервалом від моменту стрибкоподібної зміни завдання до моменту, коли керована величина досягне 100% величини від усталеного значення при наявності перегулювання в системі, та від 10 до 90 % – при відсутності перегулювання в системі [81]. Характеристичні поліноми не універсальні, так як забезпечують реакції, тільки для систем, чисельник передаточної функції яких – постійна величина. Але при іншому виді чисельника ці форми дуже корисні, так як можуть служити початковою точкою при відшуванні оптимальному розташуванні коренів.

Як видно з табл. 2.1, найкращими показниками у часовій області володіє розподіл Бесселя. Широке розповсюдження отримали також характеристичний поліном Баттерворта та розподіл, який мінімізує оптимізуючий функціонал. Вибір розміщення коренів слід проводити, виходячи з конкретних задач та з врахуванням особливостей проектування.

Таблиця 2.1 - Показники якості перехідних процесів для деяких типів стандартного розміщення коренів

Типове розміщення коренів	Число полюсів	Час наростання t_n , с	Перерегулювання σ , %	Час регулювання до 2% t_p , с
Розподіл Бесселя	2	3,02	0,433	2,51
	3	2,3	0,752	2,05
Біноміальний розподіл	2	3,36	0	5,83
	3	4,22	0	7,52
Форма Баттерворта	2	3,29	4,6	5,98
	3	3,78	8,14	6,64
Мінімум інтегралу I_1	2	2,42	16,3	13,5
	3	3,01	7,22	8,08
Мінімум функціоналу I_2	2	3,29	4,6	5,98
	3	4,04	1,98	7,54

2.3 Завдання бажаної якості контурів керування

Для об'єкту першого порядку порядок рівняння бажаної якості керування також приймається рівним одиниці

$$\dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_0 x^* \quad (2.25)$$

з забезпеченням астатизму першого порядку та добротністю по швидкості $D_\omega^3 = \alpha_0$. За допомогою коефіцієнту $\alpha_0 \approx 3/t_{\text{тп}}$ ($\alpha_0 = \omega_0$) задається необхідна тривалість аперіодичного перехідного процесу $t_{\text{тп}}$. На рис. 2.2 зображений аперіодичний процес для передаточної ланки першого порядку при $\alpha_0 = 1$.

Для об'єкту другого порядку порядок рівняння бажаної якості керування приймається рівним двом

$$\ddot{z} + \alpha_1 \dot{z} + \alpha_0 z = \beta_0 x^* + \beta_1 \dot{x}^*, \quad (2.26)$$

Передаточна ланка другого порядку в залежності від α_0 , α_1 при $\alpha_0 = \beta_0$ та

$\beta_1=0$ має наступний вид

$$W(p) = \frac{Q(p)}{P(p)} = \frac{\beta_0}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0} \quad (2.27)$$

При ступінчатому вхідному впливі отримується

$$Q(p) = \frac{\alpha_0}{p(p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0)} \quad (2.28)$$

За таблицею перетворення Лапласа знаходиться оригінал при $\alpha_0=k_0\omega_0^2$, $\alpha_1=k_1\omega_0$ та $\alpha_0=\beta_0$

$$y(t) = 1 - \frac{\sqrt{\alpha_0}}{\alpha} e^{-\frac{\alpha_1 t}{2}} \sin(\alpha t + \theta_1), \quad (2.29)$$

де $\alpha = \sqrt{\alpha_0 - \frac{\alpha_1^2}{4}}$, $\theta_1 = \arctg \frac{\sqrt{\alpha_0}}{\alpha}$.

На рис. 2.8 представлено залежність коефіцієнту α_0 від коефіцієнта k_0 , який змінюється в діапазоні 0 до 6, та від частоти власного коливання ω_0 , яка змінюється в діапазоні від 1 до 50 рад/с. На рис. 2.9 зображено залежність коефіцієнту α_1 від коефіцієнта k_1 .

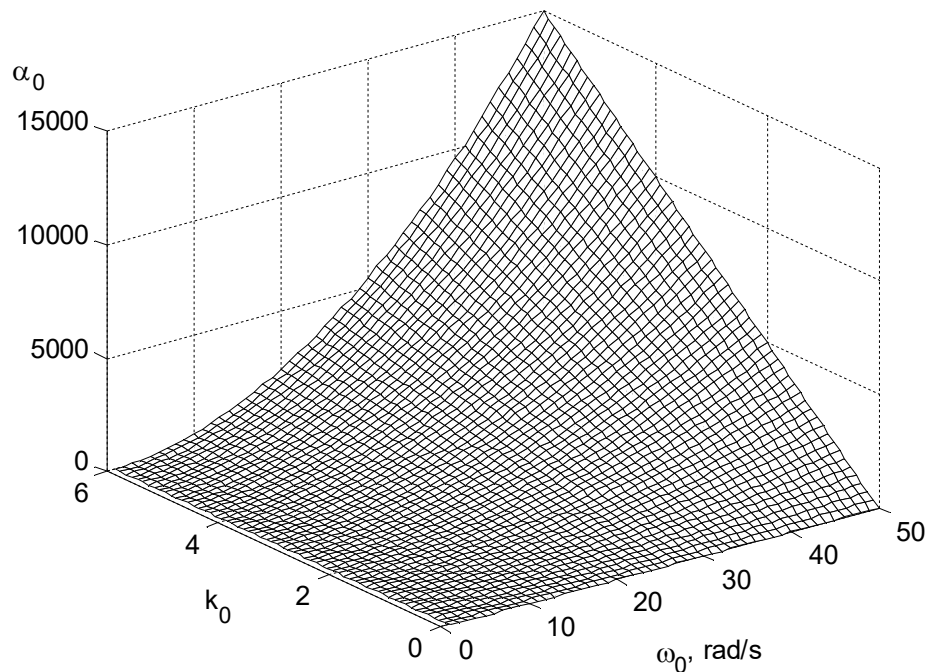


Рис. 2.8. Залежність коефіцієнта α_0 від k_0 та ω_0

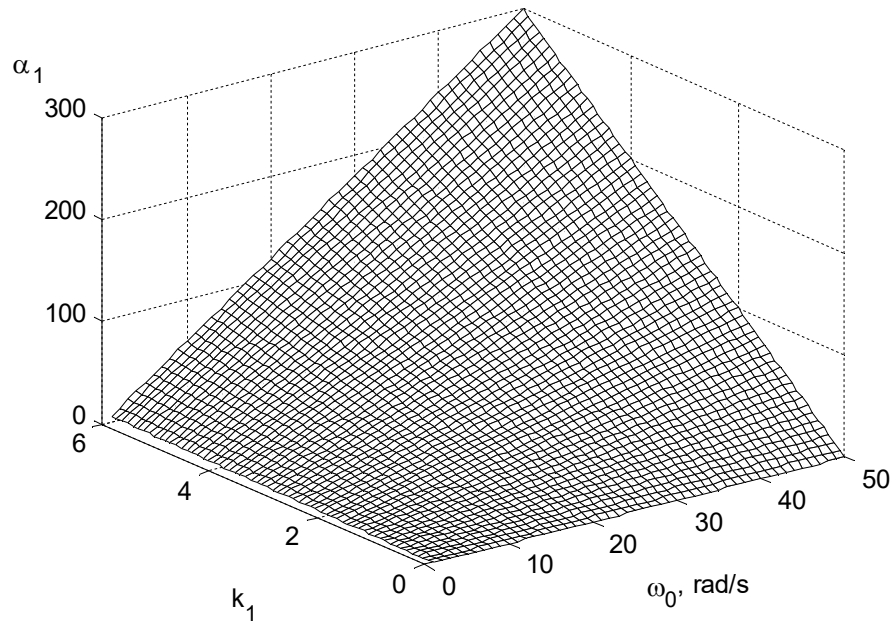


Рис. 2.9. Залежність коефіцієнта α_1 від k_1 та ω_0

На рис. 2.10 представлені залежності коефіцієнтів α_0 , α_1 від коефіцієнта демпфування ξ , який змінюється в діапазоні 0,1 до 1.

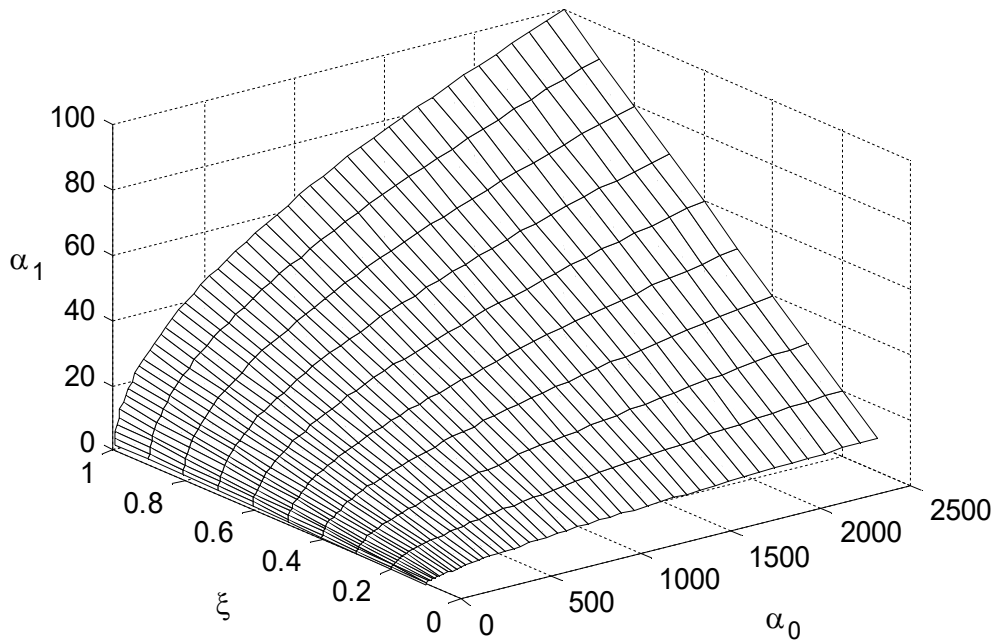


Рис. 2.10. Залежність коефіцієнтів α_0 , α_1 від коефіцієнта демпфування ξ

Передаточна ланка другого порядку в залежності від $\alpha_0 = \omega_0^2$, $\alpha_1 = 2\xi\omega_0$

при $\alpha_0=\beta_0$ та $\beta_1=0$ має наступний вид

$$W(p) = \frac{Q(p)}{P(p)} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (2.30)$$

де ξ – коефіцієнта демпфування.

За таблицею перетворення Лапласа знаходиться оригінал

$$y(t) = 1 - \frac{1}{\beta} e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\beta\omega_0 t + \theta), \quad (2.31)$$

де $\beta = \sqrt{1 - \xi^2}$, $\theta = \arccos \xi$ та $0 < \xi < 1$.

На рис. 2.11 зображені перехідні характеристики цієї системи в залежності від параметру ξ та часу. При зменшенні ξ корені характеристичного рівняння наближаються до уявної осі та система становиться коливальною.

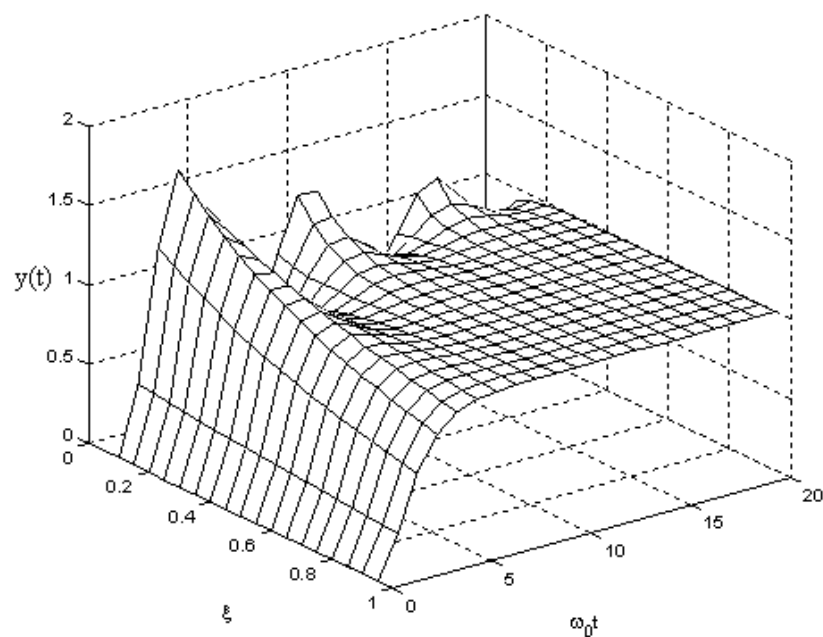


Рис. 2.11. Реакція системи другого порядку на стрибок в залежності від значення ξ

Для коливальної ланки мають місце залежності, які встановлюють зв'язок між параметрами перехідного процесу та параметрами ланки [91]:

1. Час перехідного процесу t_p для систем з передаточною функцією (2.30) визначається формулою

$$t_p \approx \frac{4}{\omega_0 \xi}, \quad (2.32)$$

тобто t_p можна рахувати рівним 4 сталим часу $T=1/(\xi\omega_0)$.

2. Час максимуму перехідної характеристики $y(t)$ системи другого порядку t_{max} визначається за формулою

$$t_{max} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}}. \quad (2.33)$$

3. Величина відносного перегулювання $\sigma\%$ знаходиться як

$$\sigma\% = 100e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}. \quad (2.34)$$

Залежність відносного перегулювання $\sigma\%$ та нормованого часу максимуму ωt_{max} від коефіцієнту демпфування ξ представлена на рис. 2.12.

Якщо потрібне виконання нерівності $t_p \leq t_{гр}$, повинна виконуватись наступна нерівність

$$\omega_0 \xi \geq \frac{K}{T_{гр}}, \quad (2.35)$$

де K – коефіцієнт підсилення коливальної ланки;

$T_{гр}$ – граничне значення сталої часу.

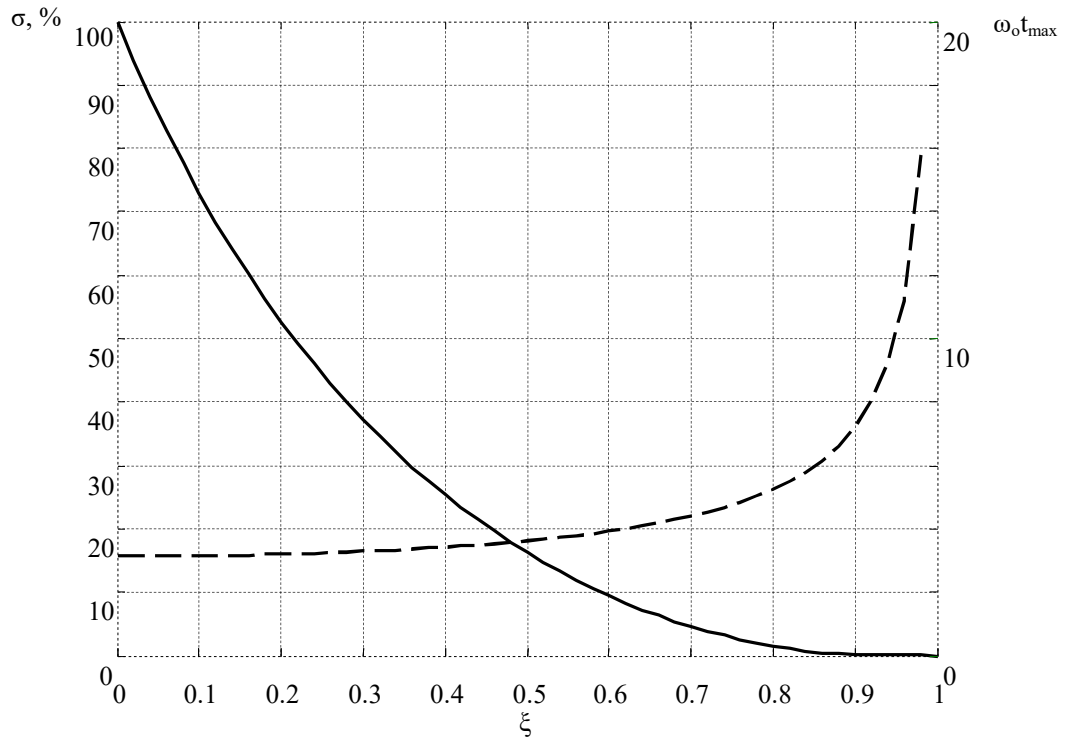


Рис. 2.12. Залежність відносного перегулювання σ та нормованого часу максимуму ωt_{max} від коефіцієнту демпфування ξ

При використанні характеристичного поліному за типовою формою Бесселя передаточна ланка другого порядку в залежності від коефіцієнтів $\alpha_0=3\omega_0^2$ та $\alpha_1=3\omega_0$ при $\alpha_0=\beta_0$ має наступний вигляд

$$W(p) = \frac{Q(p)}{P(p)} = \frac{3\omega_0^2}{p^2 + 3\omega_0 p + 3\omega_0^2} \quad (2.36)$$

На рис. 2.13 представленні значення коефіцієнтів α_0 , α_1 від частоти власного коливання ω_0 , яка змінюється в діапазоні від 1 до 50 рад/с.

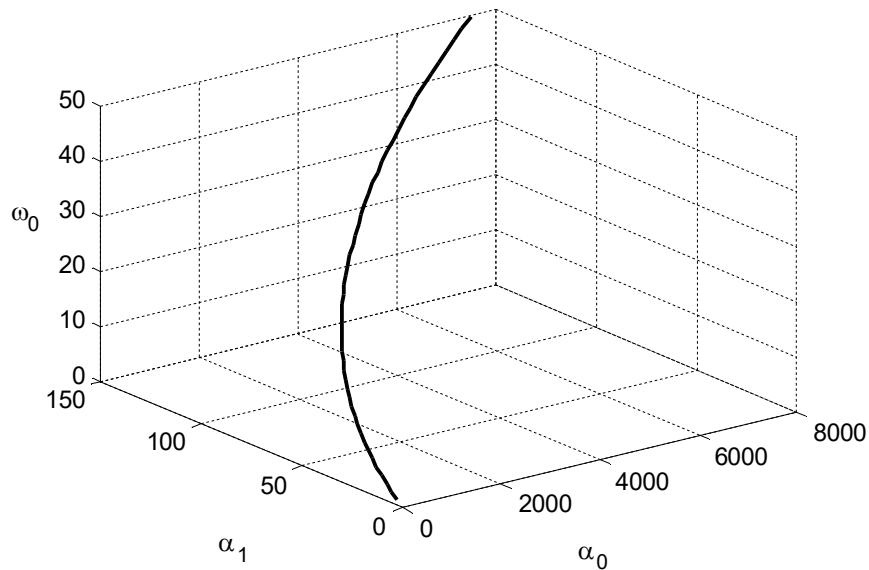


Рис. 2.13. Залежність коефіцієнтів α_0 , α_1 від частоти власного коливання ω_0 у характеристичному поліномі Бесселя

Підставивши значення коефіцієнтів α_0 , α_1 до перехідної функції (2.29) знаходиться оригінал для фільтра Бесселя другого порядку

$$y(t) = 1 - 2e^{-\frac{3\omega_0 t}{2}} \sin(0.866\omega_0 t + \theta_1), \quad (2.37)$$

де $\alpha = 2$, $\theta_1 = \arctg(2)$.

Перехідна характеристика за типовою формою Бесселя другого порядку зображена рис. 2.5 (крива 2). Показники якості, що зображені на рис. 2.11 та рис. 2.5 мають силу тільки тоді, коли передаточна функція не має нулів. Якщо ж передаточна функція має нулі, що розміщені достатньо близько до домінуючих комплексних полюсів, то ці нулі будуть впливати на вид перехідної характеристики системи.

Монограми для визначення відносного перегулювання при реакції на стрибок для системи з передавальною функцією

$$W(p) = \frac{(\omega_0^2/a)(p+a)}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0} \quad (2.38)$$

для $\xi \leq 1$ в залежності від $a/\xi\omega_0$ наведені в [81].

Якщо передаточну функцію з нулем, яка забезпечує астатизм другого порядку за рахунок $\alpha_0 = \beta_0$ та $\alpha_1 = \beta_1$, представити в наступному вигляді

$$W(p) = \frac{2\xi Tp + 1}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0} \quad (2.39)$$

то при $T=1/\omega_0$ перехідна характеристика дорівнює

$$y(t) = 1 - e^{-\xi\omega_0 t} \left[\cos(\beta\omega_0 t) - \frac{\xi}{\beta} \sin(\beta\omega_0 t) \right] \quad (2.40)$$

або в залежності від α_0 та α_1

$$y(t) = 1 + \frac{\sqrt{\alpha_0}}{\alpha} e^{-\frac{\alpha_1 t}{2}} \sin(\alpha t - \theta_2), \quad (2.41)$$

де $\alpha = \sqrt{\alpha_0 - \frac{\alpha_1^2}{4}}$, $\theta_2 = \arctg 2\sqrt{\alpha_0}$.

На рис. 2.14 зображені перехідні характеристики цієї системи в залежності від параметру ξ та часу при $T=1/\omega_0$.

Якщо $T=1/2\xi\omega_0$ в передаточній функції (2.39), то перехідна функція має наступний вигляд

$$y(t) = 1 - e^{-2\xi^2\omega_0 t} \left[\cos(\beta 2\xi\omega_0 t) - \frac{\xi}{\beta} \sin(\beta 2\xi\omega_0 t) \right] \quad (2.42)$$

На рис. 2.15 зображені перехідні характеристики системи (2.39) в залежності від параметру ξ та часу при $T=1/2\xi\omega_0$.

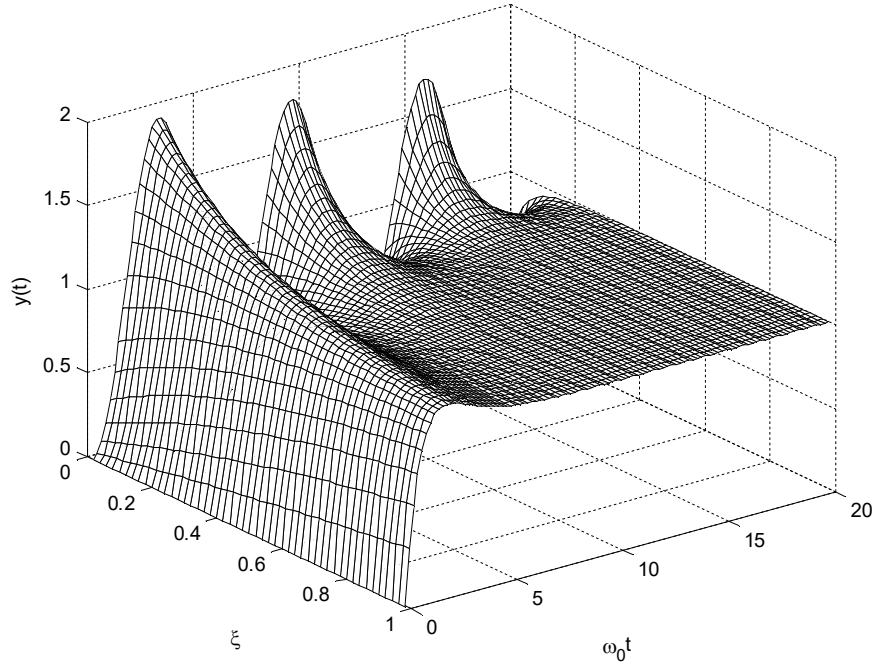


Рис. 2.14. Реакція системи другого порядку з нулем на стрибок в залежності від ξ ($T=1/\omega_0$)

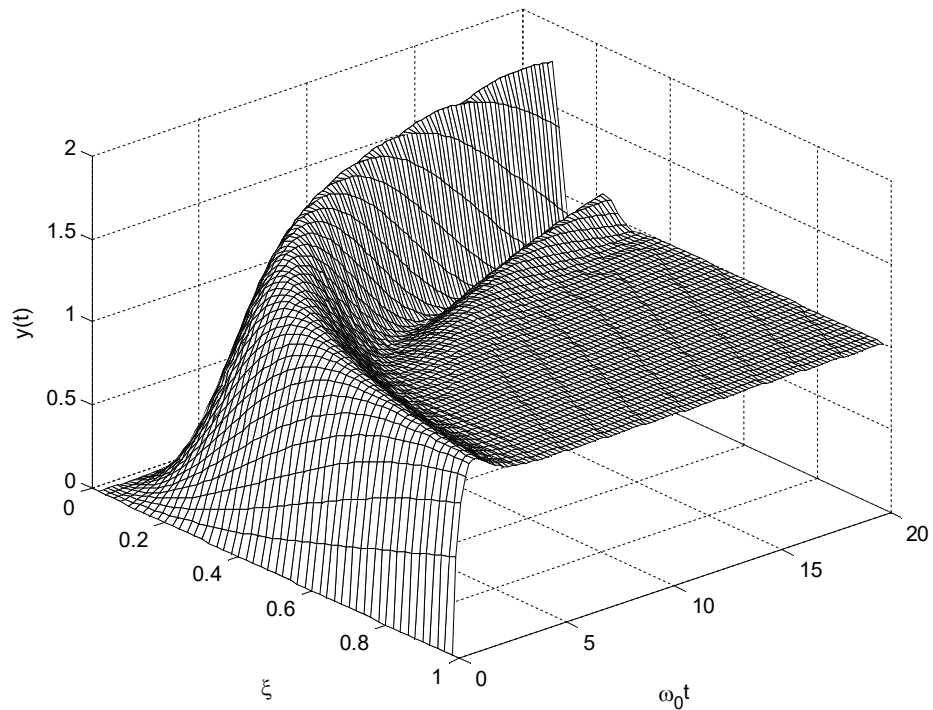


Рис. 2.15. Реакція системи другого порядку з нулем на стрибок в залежності від ξ ($T=1/2\xi\omega_0$)

Висновки до розділу 2

В розділі розв'язано задачу з розробки законів керування координатами електроприводів на основі КЗЗД у МЛФ, яка має наступні особливості:

1) представлені закони керування забезпечують системі керування високу динамічну точність та природну адаптивну властивість по відношенню до параметрів та збурення;

2) запропонований підхід приводить до таких структур математичних моделей проєктованих систем, в яких наперед задана функція Ляпунова виступає у вигляді енергії. Синтезовані системи володіють властивостями асимптотичної стійкості в цілому по відношенню до стану рівноваги. Більш того, закони конструюються таким чином, щоб керована енергія, будучи функцією Ляпунова, змінювалася у часі в процесі керування по бажаному закону;

3) отримані закони керування мають просту практичну реалізацію, яка обумовлена відсутністю диференціальних ланок;

4) результати дослідження стійкості систем регулювання на основі КЗЗД з МЛФ згідно алгебраїчного згідно критерію Гурвіца показують, що мала стала часу T_{μ} ланки з невизначеною динамікою обмежує максимально-допустимому бажану швидкодію контуру керування;

5) зв'язок між параметрами математичних моделей бажаної якості керування та показниками якості керування, таких як час регулювання та наростання, перерегулювання, встановлюється за допомогою корневих чи частотних методів;

6) аналіз стандартних типів розміщення коренів показав, що найкращими показниками якості перехідних процесів у часовій області володіє стандартний поліном за формою Бесселя.

3 РОЗРОБКА СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Сучасні регульовані асинхронні електроприводи є найбільш поширеними в електромеханічних системах автоматизації, перевага яких полягає у низькій вартості та високій надійності. До асинхронного електроприводу пред'являються наступні вимоги: висока перевантажувальна здатність; регулювання моменту на всьому діапазоні зміни кутової швидкості; висока динамічна точність відпрацювання заданих траєкторій; астатичне регулювання кутової швидкості в усталених режимах.

Цим вимогам задовольняють розглянуті в дисертаційній роботі векторно-керовані асинхронні електроприводи з орієнтацією по вектору потокозчепленню ротора.

В свою чергу асинхронні двигуни (АД) як об'єкт керування представляє собою взаємозв'язану та нелінійну систему, параметри якої можуть змінюватися в наслідок нагрівання обмоток статора й ротору, насичення магнітного кола та ефекту витіснення струму при зміні частоти основної гармоніки напруги живлення. Тому для синтезу якісної системи керування необхідно застосовувати методи, які забезпечують підвищену грубість до параметричних збурень та просту декомпозицію системи.

3.1 Розробка законів векторно-керованих асинхронних електроприводів на основі концепції зворотної задачі динаміки

Класичні закони векторного керування АД вимагають повної інформації про об'єкт керування [94, 95], що на практиці пов'язано з деякими труднощами.

Тому доцільно використовувати закони керування на основі КЗЗД з МЛФ [96] параметри яких визначаються параметрами математичних моделей, що генерують бажані процеси. Внаслідок цього виключається

необхідність рішення нелінійних матричних рівнянь Ріккати чи матричних рівнянь Ляпунова або рівнянь в часткових похідних. При цьому закони керування об'єктом записуються по класичним нелінійним моделям, які відображають його динаміку.

Методика розробки законів системи підпорядкованого регулювання координатами асинхронного електропривода викладається на прикладі системи прямого векторного керування кутовою швидкістю АД.

Математична модель АД в синхронній системі координат, що ідеально зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, описується відомими диференціальними рівняннями [93]

$$\begin{cases} \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d} - \alpha\beta L_m i_{1d} + \alpha\beta |\psi_2| + \omega_0 i_{1q} + \frac{u_{1d}}{\sigma}, \omega_0 = \omega p_n + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{|\psi_2|}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q} - \alpha\beta L_m i_{1q} - \beta\omega p_n |\psi_2| - \omega_0 i_{1d} + \frac{u_{1q}}{\sigma}; \\ \frac{d|\psi_2|}{dt} = -\alpha |\psi_2| + \alpha L_m i_{1d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [M - M_c], M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (|\psi_2| i_{1q}). \end{cases} \quad (3.1)$$

де $\alpha = R_2/L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$, $\beta = L_m/\sigma L_2$ – параметри моделі;

L_1 , L_2 , L_m – індуктивність обмотки статора, ротора та контуру намагнічування;

U_{1d} , U_{1q} – компоненти вектора напруги статора;

i_{1d} , i_{1q} – компоненти вектора струму статора;

$|\psi_2|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора;

ω , ω_0 – кутова швидкість ротору та магнітного поля;

J – момент інерції двигуна;

p_n – число пар полюсів;

M_c – момент навантаження.

Для вирішення задачі керування система рівнянь (3.1), відповідно до

методу декомпозиції, що запропонований в [97], перетворюється до виду

$$\begin{cases} \frac{di_{1d}}{dt} + \gamma i_{1d} = \frac{u_{1d}}{\sigma} + V_{1d}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} + \gamma i_{1q} = \frac{u_{1q}}{\sigma} + V_{1q}; \\ \frac{d|\psi_2|}{dt} + \alpha |\psi_2| = \alpha L_m i_{1d}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [M - M_c]. \end{cases} \quad (3.2)$$

де $\gamma = (R_1/\sigma) + \alpha\beta L_m$ – постійні параметри моделі;

$V_{1d} = \omega_0 i_{1q} + \alpha\beta |\psi_2|$, $V_{1q} = -(\omega_0 i_{1d} + \beta\omega p_n |\psi_2|)$ – збурення, що описують взаємний вплив координат.

Ці збурення трактуються як невизначені, але обмежені за величиною $V_{1d} \leq V_{1d}^0$, $V_{1q} \leq V_{1q}^0$. Рівні керуючих впливів є достатніми для їх компенсації $(u_{1d}/\sigma) > V_{1d}^0$, $(u_{1q}/\sigma) > V_{1q}^0$. Таким чином, взаємозв'язана нелінійна система четвертого порядку з врахуванням підпорядкованого регулювання координат перетворюється в систему з чотирьох лінійних рівнянь першого порядку. В результаті задача керування об'єктом (3.1) зводиться до рішення чотирьох локальних задач керування лінійними підсистемами (3.2), а саме: польовою та моментною складовою струму статора i_{1d} та i_{1q} , модулем вектора потокозчеплення ротору $|\psi_2|$ та кутовою швидкістю ω .

Закон керування польової складової струму i_{1d} по каналу потокозчеплення ротора визначається на основі першого рівняння системи (3.2). Як видно, локальний об'єкт керування описується рівнянням першого порядку, що відповідає аперіодичній ланці. Порядок бажаного рівняння замкнутого контуру струму i_{1d} має перший порядок

$$\dot{z}(t) + \gamma_{0i_{1d}} z(t) = \beta_{0i_{1d}} i_{1d}^*(t), \quad (3.3)$$

з забезпеченням астатизму першого порядку $\gamma_{0i_{1d}} = \beta_{0i_{1d}}$ та заданою добротністю по швидкості $D_{\omega}^z = \gamma_{0i_{1d}}$. Для забезпечення стійкості замкнутого

контурю коефіцієнт рівняння відповідно до критерію Гурвіца повинен бути додатним $\gamma_{0i1d} > 0$ [85]. Таким чином, за допомогою рівняння (3.3) задано аперіодичний (без перерегулювання) перехідний процес складової струму i_{1d} з тривалістю $t_n \approx 3/\gamma_{0i1d}$.

Необхідно знайти таку керуючу функцію u_{1d} , щоб якість керування складовою струму статора i_{1d} , наближалася до бажаної, заданої рівнянням (3.3). Ступінь наближення реального процесу регулювання компонентою струму статора i_{1d} до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану за індуктивністю енергію першої похідної струму

$$G(u_{1d}(t)) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{i}_{1d}(t)]^2 \quad (3.4)$$

Мінімізація функціонала проводиться за градієнтним законом першого порядку [68]

$$\frac{du_{1d}(t)}{dt} = -\eta_{i1d} \frac{dG(u_{1d}(t))}{du_{1d}} \quad (3.5)$$

де $\eta_{i1d} > 0$ – константа.

Похідна функціоналу з урахуванням (3.2) та (3.3) має наступний вигляд

$$\frac{dG(u_{1d}(t))}{du_{1d}} = -\frac{1}{\sigma_{i1d}} (\dot{z}(t) - \dot{i}_{1d}(t)) \quad (3.6)$$

де $\frac{1}{\sigma_{i1d}}$ – константа, що відповідає за стан рівноваги.

Після підстановки (3.6) в (3.5) знаходиться закон керування струмом i_{1d}

$$\dot{i}_{1d}(t) = k_{i1d} (\dot{z}(t) - \dot{i}_{1d}(t)) \quad (3.7)$$

де $k_{i1d} = \frac{\eta_{i1d}}{\sigma_{i1d}} = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора компоненти

струму статора i_{1d} .

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціоналу при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(u_{1d}(t))}{dt} < 0, G(u_{1d}(t)) \rightarrow 0 \quad (3.8)$$

забезпечується, бо виконується правило знаків

$$\text{sign}(k_{i1d}) = \text{sign}\left(\frac{1}{\sigma_{i1d}}\right) \quad (3.9)$$

Змінна \dot{z} в законі керування (3.7) виступає в ролі заданої похідної струму $i_{1d}^*(t)$, яка обчислюється в реальному часі з рівняння бажаної якості керування (3.3) за виразом

$$\dot{z}(t) = \gamma_{0i1d}(i_{1d}^*(t) - i_{1d}(t)) \quad (3.10)$$

шляхом замикання зворотним зв'язком за компонентою струму $z = i_{1d}$.

Після інтегрування обох частин рівняння (3.7) з урахуванням (3.10) знаходиться остаточний закон керування струмом $i_{1d}(t)$

$$\begin{aligned} u_{1d}(t) &= k_{i1d}(z(t) - i_{1d}(t)); \\ z(t) &= \gamma_{0i1d} \int (i_{1d}^*(t) - i_{1d}(t)) dt. \end{aligned} \quad (3.11)$$

На основі рівняння (3.11) побудовано структурну схему регулятора складової струму статора i_{1d} , яка показана на рис. 3.1.

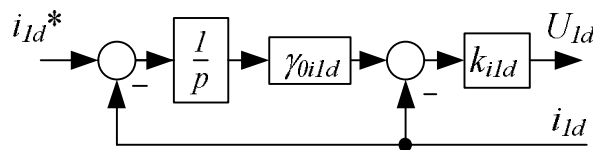


Рис. 3.1. Структурна схема регулятора компоненти струму статора i_{1d}

Як видно з рис. 3.1, регулятор містить тільки параметр γ_{0i1d} рівняння бажаного закону керування відповідно до (3.3) та не містить параметрів об'єкту керування (3.2), що характерно для класичних законів керування.

Важливою задачею синтезу являється дослідження стійкості отриманої системи керування.

Рівняння замкнутого контуру компоненти струму статора i_{1d}

$$\frac{d^2 i_{1d}}{dt^2} + \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma} \right) \frac{di_{1d}}{dt} + \frac{\gamma_{0i1d} k_{i1d}}{\sigma} i_{1d} = \frac{k_{i1d} \gamma_{0i1d}}{\sigma} i_{1d}^* \quad (3.12)$$

отримане після підстановки в перше рівняння об'єкту (3.2) закону керування (3.11) з врахуванням (3.10), показує, що замкнута система (3.12) є стійкою навіть при необмеженому підвищенні коефіцієнту підсилення регулятора компоненти струму статора $k_{i1d} \rightarrow \infty$, так як, згідно критерію Гурвіца, коефіцієнти рівняння є додатними

$$\left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma} \right) > 0, \quad \frac{\gamma_{0i1d} k_{i1d}}{\sigma} > 0 \quad (3.13)$$

Зі збільшенням коефіцієнту підсилення регулятора складової струму статора i_{1d} динамічні процеси в контурі струму наближаються до бажаних, які задані рівнянням (3.3), що видно при $k_{i1d} \rightarrow \infty$ після ділення усіх членів рівняння (3.12) на складову k_{i1d}/σ .

В контурі струму знаходиться мала стала часу силового перетворювача частоти T_μ , що не враховувалась при синтезі закону керування. Оцінка впливу цієї неврахованої інерційності на динамічні властивості контуру струму здійснюється за допомогою рівняння замкнутої системи, яка отримана аналогічно (3.12)

$$T_\mu \frac{d^3 i_{1d}}{dt^3} + \left(1 + \frac{T_\mu R_1}{\sigma} + T_\mu \alpha \beta L_m \right) \frac{d^2 i_{1d}}{dt^2} + \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma} \right) \frac{di_{1d}}{dt} + \frac{k_{i1d} \gamma_{0i1d}}{\sigma} i_{1d} = \frac{k_{i1d} \gamma_{0i1d}}{\sigma} i_{1d}^* \quad (3.14)$$

Згідно критерію Гурвіца для стійкості контуру струму, що описується рівнянням (3.14) вимагається виконання умови

$$\left(1 + \frac{T_\mu R_1}{\sigma} + T_\mu \alpha \beta L_m\right) \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma}\right) > T_\mu \frac{k_{i1d} \gamma_{0i1d}}{\sigma} \quad (3.15)$$

яке перетворюється в наступну нерівність в результаті граничного переходу

$$\gamma_{0i1d} < \frac{1}{T_\mu} + \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m \quad (3.16)$$

Таким чином наявність в контурі керування компоненти струму статора i_{1d} малої сталої часу T_μ обмежує максимально допустиму бажану швидкодію контуру струму, яка задається коефіцієнтом γ_{0i1d} .

Важливим питанням є також визначення властивостей контуру струму при кінцевих значеннях коефіцієнту підсилення регулятора. Відповідно до передаточної функції розімкнутого контуру складової струму статора i_{1d} , що отримується на основі (3.12)

$$W_{i1d(r)}(p) = \frac{\frac{k_{i1d} \gamma_{0i1d}}{\sigma}}{p \left(p + \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma}\right)\right)}, \quad (3.17)$$

контур компоненти струму володіє заданим астатизмом першого порядку та добротністю по швидкості, яка дорівнює

$$D_\omega = \frac{\gamma_{0i1d}}{\frac{R_1}{k_{i1d}} + \frac{\sigma}{k_{i1d}} \alpha \beta L_m + 1} \quad (3.18)$$

Умовою забезпечення допустимої динамічної похибки струму є співвимірність заданої та реальної добротності $D_\omega^z = D_\omega$, що виконується при великому коефіцієнті підсилення k_{i1d} .

Цей недолік усувається, якщо синтезувати закон керування на основі рівняння бажаної якості другого порядку, у відмінності від (3.3), на одиницю

вище порядку реального локального об'єкту керування (перше рівняння системи (3.2))

$$\ddot{z}(t) + \gamma_{1i1d}\dot{z}(t) + \gamma_{0i1d}z(t) = \gamma_{0i1d}i_{1d}^*(t), \quad (3.19)$$

Використовуючи вищевикладену методику, отримується наступний закон керування компонентою струму статора i_{1d}

$$\begin{aligned} u_{1d}(t) &= k_{i1d}(z(t) - i_{1d}(t)); \\ z(t) &= \int f_0(t)dt; \\ f_0(t) &= \gamma_{0i1d} \int (i_{1d}^*(t) - i_{1d}(t))dt - \gamma_{1i1d}i_{1d}(t). \end{aligned} \quad (3.20)$$

По рівнянням (3.20) побудована структурна схема регулятора струму, що представлена на рис. 3.2. Цей регулятор також містить тільки параметри бажаного закону керування γ_{0i1d} та γ_{1i1d} , за допомогою яких встановлюється необхідний вид та час перехідного процесу, а також величина перегулювання струму.

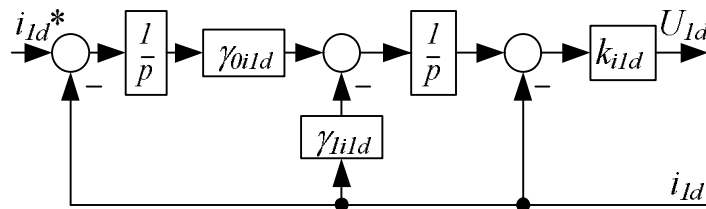


Рис. 3.2. Структурна схема регулятора компоненти струму статора i_{1d}

З передаточної функції розімкнутого контуру струму для даного закону керування

$$W_{i1d(r)}(p) = \frac{\frac{k_{i1d}\gamma_{0i1d}}{\sigma}}{p(p^2 + (\frac{R_1}{\sigma} + \alpha\beta L_m + \frac{k_{i1d}}{\sigma})p + \frac{k_{i1d}\gamma_{1i1d}}{\sigma})} \quad (3.21)$$

видно, що контур струму володіє заданим астатизмом першого порядку та

добротністю по швидкості, що дорівнює заданій

$$D_{\omega} = D_{\omega}^z = \frac{\gamma_{0i1d}}{\gamma_{1i1d}} \quad (3.22)$$

Це забезпечує допустиму динамічну похибку струму при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_{i1d} .

На основі другого рівняння системи (3.2) за вищезгаданою методикою визначається закон керування для моментної складової струму статора i_{1q} на основі рівняння бажаної якості виду

$$\begin{aligned} u_{1q}(t) &= k_{i1q} (z(t) - i_{1q}(t)); \\ z(t) &= \gamma_{0i1q} \int (i_{1q}^*(t) - i_{1q}(t)) dt. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Відповідно (3.23), регулятор моментної складової струму має таку ж структуру, як регулятор польової складової (рис. 3.1).

Аналогічно здійснюється синтез закону керування контуру потокозчеплення ротору, який являється зовнішнім відносно розглянутого вище внутрішнього контуру польової складової струму статора i_{1d} . Відповідно до третього рівняння системи (3.2) локальний об'єкт керування описується диференціальним рівнянням першого порядку, тому порядок рівняння замкнутого контуру потокозчеплення, яким задається бажана якість керування, також приймається рівним одиниці

$$\dot{z}(t) + \gamma_{0\psi} z(t) = \gamma_{0\psi} |\psi_2|^*(t) \quad (3.24)$$

з заданою добротністю по швидкості $D_{\omega}^z = \gamma_{0\psi}$. Для зменшення впливу динаміки внутрішнього контуру струму з регулятором (3.11) на роботу контуру потокозчеплення ротору значення параметру рівняння (3.24) вибираються з умови $\gamma_{0i1d} > (3 \dots 8) \gamma_{0\psi}$. Тривалість монотонного перехідного процесу потокозчеплення дорівнює $t_n \approx 3 / \gamma_{0\psi}$.

Необхідно знайти керуючу функцію регулятора потокозчеплення i_{1d}^* ,

яка забезпечує наближення реального процесу керування до бажаного (3.24). Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється функціоналом, що характеризує нормовану за індуктивністю енергію першої похідної потокозчеплення

$$G(i_{1d}^*(t)) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - |\dot{\psi}_2|(t, i_{1d}^*)]^2 \quad (3.25)$$

Мінімізація функціонала (3.25) здійснюється за градієнтним законом першого порядку

$$\frac{di_{1d}^*(t)}{dt} = -\eta_\psi \frac{dG(i_{1d}^*(t))}{du} \quad (3.26)$$

де $\eta_\psi > 0$ – константа.

Похідна функціонала (3.25) дорівнює

$$\frac{dG(i_{1d}^*(t))}{di_{1d}^*} = -\alpha L_m (\dot{z}(t) - |\dot{\psi}_2|(t)) \quad (3.27)$$

Після підстановки (3.27) в (3.26) знаходиться закон керування потокозчепленням

$$\dot{i}_{1d}^*(t) = k_\psi (\dot{z}(t) - |\dot{\psi}_2|(t)) \quad (3.28)$$

де $k_\psi = \alpha L_m \eta_\psi = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора потокозчеплення.

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціоналу при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(i_{1d}^*(t))}{dt} < 0, \quad G(i_{1d}^*(t)) \rightarrow 0 \quad (3.29)$$

забезпечується, бо виконується правило знаків

$$\text{sign}(k_\psi) = \text{sign}(\alpha L_m) \quad (3.30)$$

Змінна $\dot{z}(t)$ в законі керування (3.28) виконує роль заданої похідної

потокозчеплення, яка обчислюється в реальному часі з рівняння бажаної якості керування (3.25) шляхом замикання зворотним зв'язком за потокозчепленням $z = |\psi_2|$

$$\dot{z}(t) = \gamma_{0\psi} (|\psi_2|^*(t) - |\psi_2|(t)) \quad (3.31)$$

Після інтегрування обох частин рівняння (3.28) з урахуванням (3.31) знаходиться остаточний закон керування потокозчепленням

$$\begin{aligned} i_{1d}^*(t) &= k_\psi (z(t) - |\psi_2|(t)); \\ z(t) &= \gamma_{0\psi} \int (|\psi_2|^*(t) - |\psi_2|(t)) dt \end{aligned} \quad (3.32)$$

Регулятор потокозчеплення, що побудований на основі рівнянь (3.32) має нетипову структуру, яка зображена на рис. 3.1. Він містить тільки параметр $\gamma_{0\psi}$ бажаного закону керування (3.24).

Рівняння замкнутого контуру потокозчеплення ротору

$$\frac{d^2 |\psi_2|}{dt^2} + (\alpha + \alpha L_m k_\psi) \frac{d |\psi_2|}{dt} + \alpha L_m k_\psi \gamma_{0\psi} |\psi_2| = \alpha L_m k_\psi \gamma_{0\psi} |\psi_2|^* \quad (3.33)$$

отримане після підстановки в третє рівняння системи (3.2) закону керування (3.32) з врахуванням (3.31), показує, що отримана замкнута система є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнту підсилення регулятора потокозчеплення $k_\psi \rightarrow \infty$. Згідно критерію Гурвіца, коефіцієнти рівняння є додатними

$$(\alpha + \alpha L_m k_\psi) > 0; \alpha L_m k_\psi \gamma_{0\psi} > 0. \quad (3.34)$$

Зі збільшенням коефіцієнту підсилення регулятора динамічні процеси в контурі потокозчеплення наближаються до бажаних (3.24), що видно після ділення усіх членів рівняння (3.33) на складову $\alpha L_m k_\psi$ при $k_\psi \rightarrow \infty$.

До контуру кутової швидкості входить оптимізований внутрішній контур керування складовою струму статора та локальний об'єкт керування,

який описується четвертим рівнянням системи (3.2). При розробці закону керування регулятора кутової швидкості не враховується прямим чином інерційність оптимізованого контуру компоненти струму статора i_{1q} . Ця інерційність може бути охарактеризована коефіцієнтом $\gamma_{0i_{1q}}$ у випадку закону керування виду (3.23) та врахована при виборі швидкодії контуру швидкості аналогічно до вищенаведеного врахування інерційності силового перетворювача. Для даного об'єкту першого порядку, який представляє собою інтегруючу ланку, порядок рівняння бажаної якості замкнутого контуру швидкості також приймається рівним одиниці з забезпеченням астатизму першого порядку та добротності по швидкості $D^z_{\omega} = \gamma_{0\omega}$

$$\dot{z}(t) + \gamma_{0\omega} z(t) = \gamma_{0\omega} \omega^*(t) \quad (3.35)$$

Коефіцієнтом $\gamma_{0\omega} \approx 3/t_{mn}$ задається необхідна тривалість t_{mn} монотонного перехідного процесу кутової швидкості.

Необхідно знайти керуючу функцію регулятора кутової швидкості i_{1q}^* , щоб якість керування ω наближалася до бажаної, яка задається рівнянням (3.35). Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється функціоналом, що характеризує нормовану по моменту інерції енергію прискорення

$$G(i_{1q}^*) = \frac{1}{2} \left[\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, i_{1q}^*) \right]^2 \quad (3.36)$$

Мінімізація функціонала здійснюється, як для контуру компоненти струму статора i_{1q} , за градієнтним законом першого порядку

$$\frac{di_{1q}^*(t)}{dt} = -\eta_{\omega} \frac{dG(i_{1q}^*(t))}{di_{1q}^*} \quad (3.37)$$

де $\eta_{\omega} > 0$ – константа.

Похідна функціоналу (3.36) дорівнює

$$\frac{dG(i_{1q}^*(t))}{di_{1q}^*} = -\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2| (\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t)) \quad (3.38)$$

Після підстановки (3.38) в (3.37) знаходиться закон керування кутовою швидкістю

$$\dot{i}_{1q}^*(t) = k_\omega (\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t)) \quad (3.39)$$

де $k_\omega = \frac{3p_n L_m |\Psi_2|}{2JL_2} \eta_\omega = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора кутової швидкості.

Виконання умови збіжності процесу мінімізації функціоналу (3.38) забезпечується при виконанні правила знаків

$$\text{sign}(k_\omega) = \text{sign}\left(\frac{3p_n L_m |\Psi_2|}{2JL_2}\right) \quad (3.40)$$

Змінна $\dot{z}(t)$ в законі керування (3.40) виконує роль заданого прискорення, яке обчислюється в реальному часі з рівняння бажаної якості керування (3.36) шляхом замикання зворотним зв'язком за кутовою швидкістю $z = \omega$

$$\dot{z}(t) = \gamma_{0\omega} (\omega^*(t) - \omega(t)) \quad (3.41)$$

Після інтегрування обох частин рівняння (3.39) з урахуванням (3.41) знаходиться остаточний закон керування кутовою швидкістю

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q}^*(t) &= k_\omega (z(t) - \omega(t)); \\ z(t) &= \gamma_{0\omega} \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt. \end{aligned} \quad (3.42)$$

На основі рівняння (3.42) будується регулятор кутової швидкості, структурна схема якого має вигляд, як на рис. 3.1. Регулятор кутової швидкості містить тільки параметр бажаного закону керування та не має параметрів об'єкту керування (3.2), що характерно для традиційних законів.

Зі збільшенням коефіцієнту підсилення регулятора кутової швидкості динамічні процеси в контурі наближаються до бажаного, який задається рівнянням (3.35). Система відповідно до критерію Гурвіца, є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення регулятора кутової швидкості $k_\omega \rightarrow \infty$, що видно з рівняння замкнутого контуру кутової швидкості

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} + k_\omega \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2| \frac{d\omega}{dt} + k_\omega \gamma_{0\omega} \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2| \omega = k_\omega \gamma_{0\omega} \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2| \omega^* \quad (3.43)$$

Передаточна функція розімкнутого контуру кутової швидкості

$$W_{\omega(r)}(p) = \frac{k_\omega \gamma_{0\omega} \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2|}{p(p + k_\omega \frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2|)} \quad (3.44)$$

показує, що система володіє заданим астатизмом та заданою добротністю по швидкості $D_\omega^z = D_\omega = \gamma_{0\omega}$ при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_ω . Це є наслідком наявності в локальному об'єкті керування інтегруючої складової.

Оцінка впливу неврахованої під час синтезу інерційності контуру компоненти струму статора i_{1q} на динамічні властивості контуру кутової швидкості здійснюється за допомогою характеристичного рівняння замкнутої системи

$$T_1 T_0 p^3 + T_0 p^2 + k_\omega p + k_\omega \gamma_{0\omega} = 0 \quad (3.45)$$

де

$$T_1 = \frac{1}{\gamma_{0i1q}}; \quad T_0 = \frac{1}{\frac{1}{J} \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2|}$$

Відповідно (3.45), для стійкості контуру кутової швидкості необхідно виконання наступної умови $\gamma_{0\omega} < \gamma_{0i1q}$. Таким чином, інерційність контуру компоненти струму статора i_{1q} обмежує бажану швидкодію контуру кутової

швидкості.

Отриманий закон керування кутовою швидкістю (3.42) забезпечує астатизм першого порядку по керуючому впливу. Якщо по технічним умовам вимагається астатизм другого порядку, то закон керування синтезується по рівнянню бажаної якості, порядок якого на одиницю вище порядку рівняння локального об'єкту

$$\ddot{z}(t) + \gamma_{1\omega}\dot{z}(t) + \gamma_{0\omega}z(t) = \gamma_{0\omega}\omega^*(t) + \gamma_{1\omega}\dot{\omega}^*(t) \quad (3.46)$$

В результаті закон керування кутовою швидкістю після розробки по викладеній методиці має вид

$$\begin{aligned} i_{1q}^*(t) &= k_{\omega}(z(t) - \omega(t)); \\ z(t) &= \int f_{0\omega}(t) dt; \\ f_{0\omega}(t) &= \gamma_{0\omega} \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt + \gamma_{1\omega}(\omega^*(t) - \omega(t)). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Структурна схема регулятора кутової швидкості, яка побудована по рівнянням (3.47), представлена на рис. 3.3

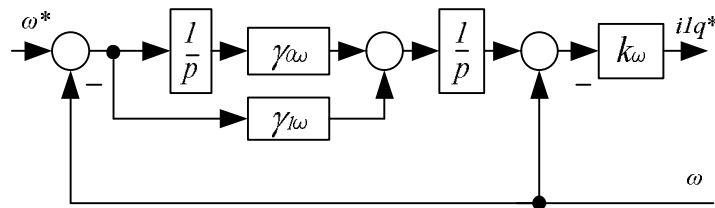


Рис. 3.3. Структурна схема регулятора кутової швидкості ω

Якщо вимагається висока добротність по швидкості при астатизмі першого порядку за керуючим впливом, то закон керування регулятора швидкості розробляється на основі рівняння бажаної якості виду

$$\dot{z}(t) + \gamma_{0\omega}z(t) = \gamma_{0\omega}\omega^*(t) + \gamma_{1\omega}\dot{\omega}^*(t) \quad (3.48)$$

В результаті закон керування кутовою швидкістю за викладеною

методикою має наступний вид

$$\begin{aligned} i_{1q}^*(t) &= k_{\omega}(z(t) - \omega(t)); \\ z(t) &= \gamma_{0\omega} \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt + \gamma_{1\omega} \omega^*(t). \end{aligned} \quad (3.49)$$

Структурна схема цього регулятора кутової швидкості (при $\gamma_{1\omega}=(0 \div 1)$) представлена на рис. 3.4.

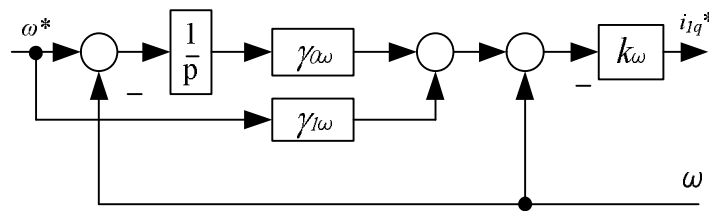


Рис. 3.4. Структурна схема регулятора кутової швидкості ω

Для дослідження властивостей розроблених законів керування потокозчепленням, компонентами вектора струму статора у синхронно-обертовій системі координат та кутовою швидкістю двигуна створені моделі в пакеті прикладних програм (Додаток Б).

За їх допомогою проведено дослідження якості керування наступних систем електропривода:

- 1) прямого векторного керування кутовою швидкістю АД при безпосередньому вимірюванні потоку;
- 2) прямого векторного керування кутовою швидкістю АД при визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку;
- 3) грубого векторного керування кутовою швидкістю АД з непрямою орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора.

Дослідження вказаних систем векторного керування кутовою швидкістю проведено шляхом моделювання при дії параметричного збурення у вигляді збільшення та зменшення вдвоє від номінального значення активного електричного опору обмотки ротора R_2 на низьких кутових швидкостях. Порівняльний аналіз виконаний при заданих значеннях

кутової швидкості ротора та заздалегідь заданою варіацією активного опору ротора в рівняннях моделі АД. Дослідження виконане для асинхронних двигунів, параметри яких наведені в табл. В.1 – табл. В.4 Додатку В.

В ході моделювання системи прямого та непрямого векторного керування забезпечують відпрацьовування заданих траєкторій потокозчеплення та кутової швидкості АД. Компоненти потокозчеплення, які отримані за допомогою спостерігача та використовуються в законі керування, містять компоненти, що залежать від кутової швидкості ротора. Це означає, що показники якості та грубості таких спостерігачів будуть у значній мірі залежати від кутової швидкості ротора.

3.2 Система прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна при безпосередньому вимірюванні потоку

Високі вимоги до динаміки систем керування, а саме забезпечення максимальної швидкодії без коливань кутової швидкості, вимагають застосування векторного керування АД, яке є технічно найбільш простим та надійним в експлуатації. В основу побудови системи векторного керування кутовою швидкістю покладені принципи, що впливають з математичного опису АД в обертовій системі координат [98].

Структура прямого векторного керування АД складається з функціональних блоків, за допомогою яких виконується перетворення змінних та формування керуючих сигналів. При цьому потокозчеплення взаємоіндукції ψ_0 вимірюється за допомогою вбудованого в повітряний проміжок двигуна датчиків Холла (ДХ). Вони здійснюють точну фіксацію положення хвилі магнітного поля в зазорі відносно системи координат, яка є нерухомою по відношенню до статора АД, що забезпечує кращу якість керування. Ідеальний сигнал, що отримуються від ДХ, відповідає значенню магнітного поля, має синусоїдальну форму та пропорційний косинусу кута між положенням хвилі поля та віссю, на якій встановлений датчик.

Але реальні сигнали мають у своєму складі високочастотні шуми, що обумовлені зубцевими гармоніками, та низькочастотні шуми, які обумовлені конструкцією обмоток, а також шуми від несинусоїдної напруги живлення АД. Тому сигнал на виході датчика фільтрується для отримання синусоїдальної форми.

Техніка установки датчиків в АД представляє конструктивні труднощі внаслідок замкнутої конструкції його магнітопроводу та залежить від типу використаного ДХ. Наприклад при установці германієвого датчика (кристалічного) у корпусі з епоксидної смоли (товщина 2 мм) необхідно в зубці зробити місце посадки, що ускладнює практичне використання датчиків цього типу. Крім того кристалічні датчики мають високий температурний дрейф.

Проте в наш час промисловість виготовляє датчики з плівки на основі антимоніду індію (InSb) та арсеніду індію (InAs) на жорсткій або гнучкій основі, які мають малу товщину до 0,15 мм та вбудований підсилювач, що дозволяє отримувати вихідну напругу з датчиків до 5 В [99].

Магнітні датчики становлять значну групу виробів мікромагнітоелектроніки та є найважливішими елементами автоматизованих систем різного призначення. Судячи із численних публікацій у закордонних та вітчизняних джерелах, подальший розвиток функціональних магнітоелектронних пристроїв іде по шляху їхнього промислового освоєння із впровадженням нових технологій, розширення номенклатури, функцій та сфер застосування [100].

В запропонованій системі два датчики Холла, зміщені у площині поперечного перерізу двигуна на 90 електричних градусів один відносно одного та перебувають під дією головного магнітного потоку (поток в зазорі). Наявність просторового зміщення між датчиками приводить до того, що вихідні напруги датчиків зміщені один відносно одного на 90° у часі та є в певному масштабі проекціями вектора головного потокозчеплення на осі нерухомої системи координат.

Серед можливих варіантів вибору опорного вектору системи керування кутовою швидкістю найбільшу перевагу має система з вектором потокозчеплення ротора, бо являє собою більш просту, ніж з вектором головного потокозчеплення структуру керування [101]. Ця система векторного керування була представлена фірмою “Siemens” під назвою “Transvektor” [101].

Недоліком даної системи векторного керування є ускладнення при монтажі ДХ, наявність перехресних зв'язків та блоків компенсацій. В цьому складається одна із причин того, що розвиток векторних систем пішов по шляху переходу від безпосереднього виміру потоку до визначення його значення за допомогою математичної моделі електромагнітних процесів в АД (моделі потоку). Такий напрямок розвитку векторних систем стало можливим у результаті успіхів в області силової електроніки та мікропроцесорної техніки [103].

Одним з ефективних методів керування координатами електричних машин є пряме векторне керування, яке застосовується для керування кутовою швидкістю АД в поєднанні з КЗЗД з МЛФ [104-109], функціональна схема якої відрізняється від традиційної відсутністю блоків компенсації координатних збурень (перехресних зв'язків), необхідність в яких відпала в результаті застосування запропонованого методу синтезу регуляторів.

Функціональна схема запропонованої системи прямого векторного керування АД на основі зворотних задач динаміки, який живиться від силового перетворювача частоти показана на рис. 3.5. Вона містить датчик струму ДС, перетворювачі фаз ПФ1 та ПФ2, перетворювач потокозчеплення ПП, вектор-фільтр ВФ, датчики Холла ДХ, регулятор потоку РП, регулятори струмів РС1 та РС2, перетворювачі координат ПК1 та ПК2, регулятор кутової швидкості РШ та датчик частоти обертання ротора ДШ.

$$\begin{aligned}\psi_{01a} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{0a}; \\ \psi_{01b} &= \sqrt{2} \left(\frac{\psi_{0a}}{2} + \psi_{0b} \right).\end{aligned}\tag{3.51}$$

Але за допомогою ДХ визначаються лише проекції просторового вектора головного потокозчеплення ψ_0 , а не проекції вектора потокозчеплення ротора ψ_2 . Тому попередньо повинно бути виконане відповідне перерахування. Потокозчеплення ротора відрізняється від головного потокозчеплення на величину потокозчеплення розсіювання ротора. На основі сигналів ψ_{01a} , ψ_{01b} та двофазних змінних струмів i_{1a} , i_{1b} нерухомої системи координат $(a-b)$ у ПП формується еквівалентні сигнали компонентів потокозчеплення ротора за формулами

$$\begin{aligned}\psi_{2a} &= \frac{L_2}{L_{12}} \psi_{01a} - L_{2\sigma} i_{1a}; \\ \psi_{2b} &= \frac{L_2}{L_{12}} \psi_{01b} - L_{2\sigma} i_{1b}.\end{aligned}\tag{3.52}$$

У ВФ на основі сигналів ψ_{2a} , ψ_{2b} з ПП обчислюється модуль потокозчеплення ротора $|\psi_2|$

$$|\psi_2| = \sqrt{\psi_{2a}^2 + \psi_{2b}^2}\tag{3.53}$$

та тригонометричні функції $\sin\theta$, $\cos\theta$

$$\begin{aligned}\cos\theta &= \psi_{2a} / |\psi_2|; \\ \sin\theta &= \psi_{2b} / |\psi_2|.\end{aligned}\tag{3.54}$$

де θ – кут між магнітною віссю фази А та вектором потокозчеплення ротора.

Останні використовують для переходу з нерухомої системи координат $(a-b)$ до рухомої $(d-q)$ та навпаки, зокрема в ПК2 здійснюється перетворення струмів до рухомої системи координат, після чого струми i_{1d} , i_{1q} мають

зручну для реалізації системи керування форму сигналів постійного струму

$$\begin{aligned} i_{1d} &= i_{1a} \cos \theta + i_{1b} \sin \theta; \\ i_{1q} &= -i_{1a} \sin \theta + i_{1b} \cos \theta. \end{aligned} \quad (3.55)$$

Входом РП є похибка між заданим потокозчепленням $|\psi_2|^*$ та поточним значенням $|\psi_2|$, а виходом – сигнал завдання складової струму i_{1d}^* , пропорційної потокозчепленню. Виходом РС1 є сигнал складової напруги живлення U_{1d} . На РШ поступає похибка між сигналами завдання швидкості ω^* та реальної швидкості ω від датчика ДШ. На виході РШ формується сигнал завдання складової струму i_{1q}^* . Виходом РС2 є сигнал складової напруги живлення U_{1q} . У ПК1 здійснюється перевід керуючих напруг з рухомої системи координат $(d-q)$ в нерухому $(a-b)$ за наступними формулами

$$\begin{aligned} U_{1a} &= U_{1d} \cos \theta - U_{1q} \sin \theta; \\ U_{1b} &= U_{1d} \sin \theta + U_{1q} \cos \theta. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Одержані напруги U_{1a} , U_{1b} у формі сигналів змінного струму за допомогою ПФ1 перераховуються в еквівалентні трифазні напруги керування U_a , U_b , U_c перетворювачем частоти

$$\begin{aligned} U_a &= U_{1a}; \\ U_b &= \frac{\sqrt{3}U_{1b} - U_{1a}}{2}; \\ U_c &= -\frac{\sqrt{3}U_{1b} + U_{1a}}{2}. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Система векторного керування має два канали: контур керування модулем потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ з внутрішнім контуром керування складовою струму статора i_{1d} та контур керування кутовою швидкістю двигуна ω з внутрішнім контуром керування складовою струму статора i_{1q} .

Модель АД в синхронній системі координат, що ідеально зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, описується відомою системою рівнянь

(3.1). Регулятори системи реалізують закони керування на основі концепції зворотних задач динаміки, що представлені в розділі 2. Бажана якість замкнутого контуру керування компонентами струму, модулем потокозчеплення ротора та кутовою швидкістю АД задаються рівняннями першого порядку відповідно

$$\begin{aligned} \dot{z} + \alpha_{0i}z &= \alpha_{0i}x^* \\ \dot{z} + \alpha_{0\psi}z &= \alpha_{0\psi}x^* \\ \dot{z} + \alpha_{0\omega}z &= \alpha_{0\omega}x^* + \beta_{0\omega}\dot{x}^* \end{aligned} \quad (3.58)$$

Дослідження системи прямого векторного керування кутової швидкості здійснюється з АД з короткозамкнутим ротором типу 4АО80В2. Паспортні дані АД наведені в табл. В.1. Отримана якість керування системи з законами на основі КЗЗД порівнюється з якістю традиційної системи з ПІ-регуляторами при параметричному збуренні у вигляді збільшення вдвоє моменту інерції механічної частини. Запропоновані регулятори на основі КЗЗД в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій мають наступні параметри: регулятор потоку РП: $\alpha_{0\psi}=270$, $k_{\psi}=35$, $t_n=0,011$ с; регулятор струму РС1 та РС2: $\alpha_{0id}=\alpha_{0iq}=1000$, $k_{id}=k_{iq}=100$, $t_n=0,003$ с; регулятор швидкості РШ: $\alpha_{0\omega}=108$, $k_{\omega}=6$, $\beta_{0\omega}=0,99$.

Регулятори, що настроєні на модульний та симетричний оптимум при традиційному алгоритмі керування, мають наступні коефіцієнти:

регулятор потоку РП: пропорційна складова – $k_{p\psi}=47,37$; інтегральна складова – $k_{pi\psi}=274,7$; регулятор струму РС1 та РС2: пропорційна складова – $k_{pid}=k_{piq}=0,13$; інтегральна складова – $k_{piid}=k_{pii q}=25,81$;

регулятор швидкості РШ: пропорційна складова – $k_{p\omega}=0,61$; інтегральна складова – $k_{pi\omega}=76,12$.

Спочатку включається контур керування потокозчепленням до виходу на усталене значення, бо на виході РШ виконується операція ділення на величину потокозчеплення. Задані траєкторії кутової швидкості та модуля потокозчеплення ротору наведені на рис. 3.6.

При дослідженні застосовується наступна послідовність керування АД:

1) під час початкового інтервалу часу від нуля до 0,25 с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ Вб і досягає значення 0,92 Вб з першою похідною, рівною 4,4 Вб/с;

2) починаючи з $t=0,5$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 рад/с (перша похідна дорівнює 359 рад/с² та другою 7741 рад/с³ відповідно);

3) в момент часу $t=1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

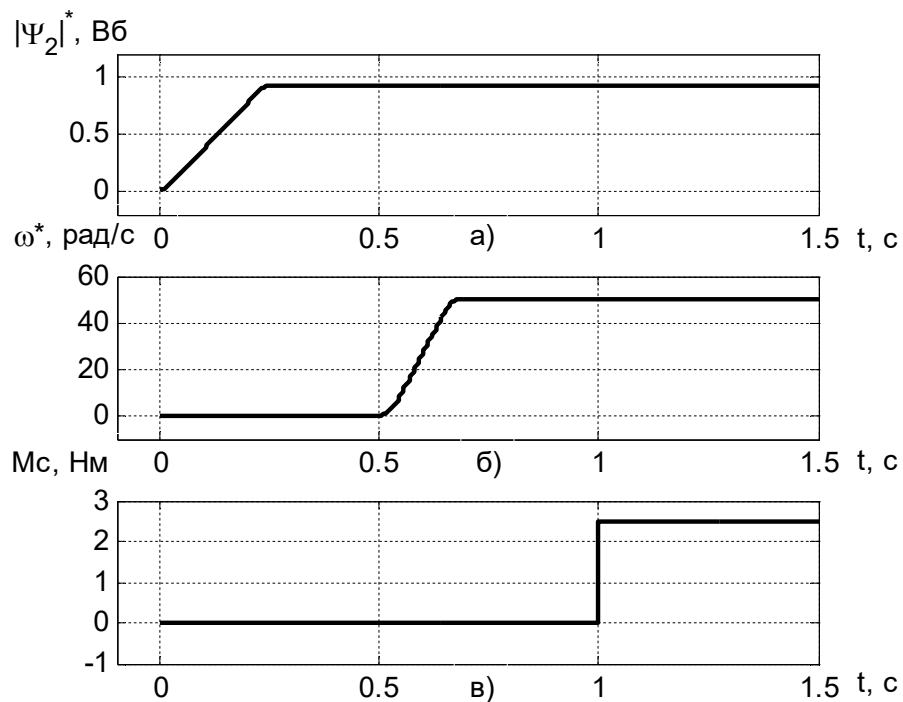


Рис. 3.6. Задані траєкторії а) модуля потокозчеплення ротору, б) кутової швидкості, в) моменту навантаження

На рис. 3.7 представлено похибки модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості для трьох значень активного електричного опору обмотки ротора: 5.51 Ом (паспортне); 2.755 Ом (двічі менше паспортного); 11.02 Ом (двічі більше паспортного) при використанні запропонованих законів керування (а, в) та традиційних законів (б, г). Оцінка впливу зміни опору на

якість керування проведена на низькій частоті обертання 50 рад/с, коли негативні наслідки проявляється найбільше.

Суцільною лінією зображено перехідні процеси електричних координат, похибки модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості при номінальних параметрах об'єкту керування, пунктирною лінією – під час дії параметричних збурень (при збільшенні активного опору ротора у 2 рази від номінального), а штриховою лінією – під час дії параметричних збурень (при зменшенні активного опору ротора у 2 рази від номінального). На рис. 3.8 зображено перехідні процеси модуля вектора струму статора та моменту АД при використанні законів керування синтезованих на основі КЗЗД (а, в) та традиційних законів керування (б, г), а на рис. 3.9 показано перехідні процеси модуля вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності.

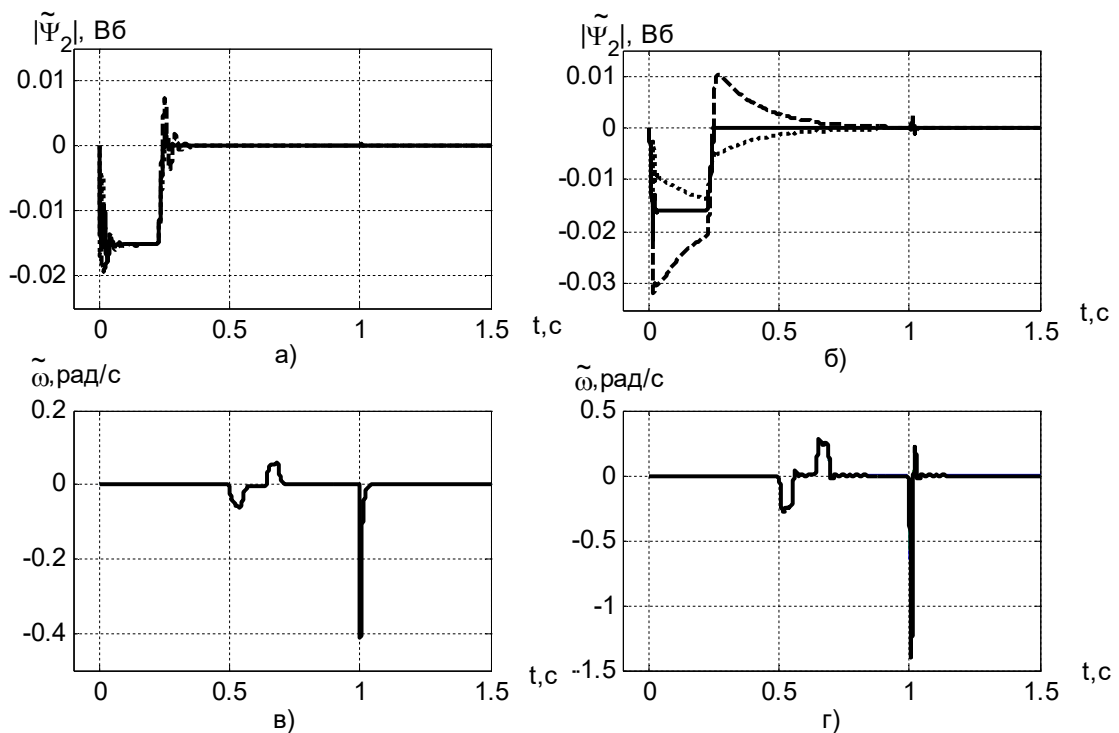


Рис. 3.7. Графіки похибок кутової швидкості та модуля потокозчеплення ротора АД

Показники якості керування модулем потокозчеплення ротору, кутовою швидкістю та енергетичними показниками наведено в табл. 3.1 та

3.2, де позначено: Т – традиційний пропорційно-інтегральний регулятор; З – запропонований регулятор.

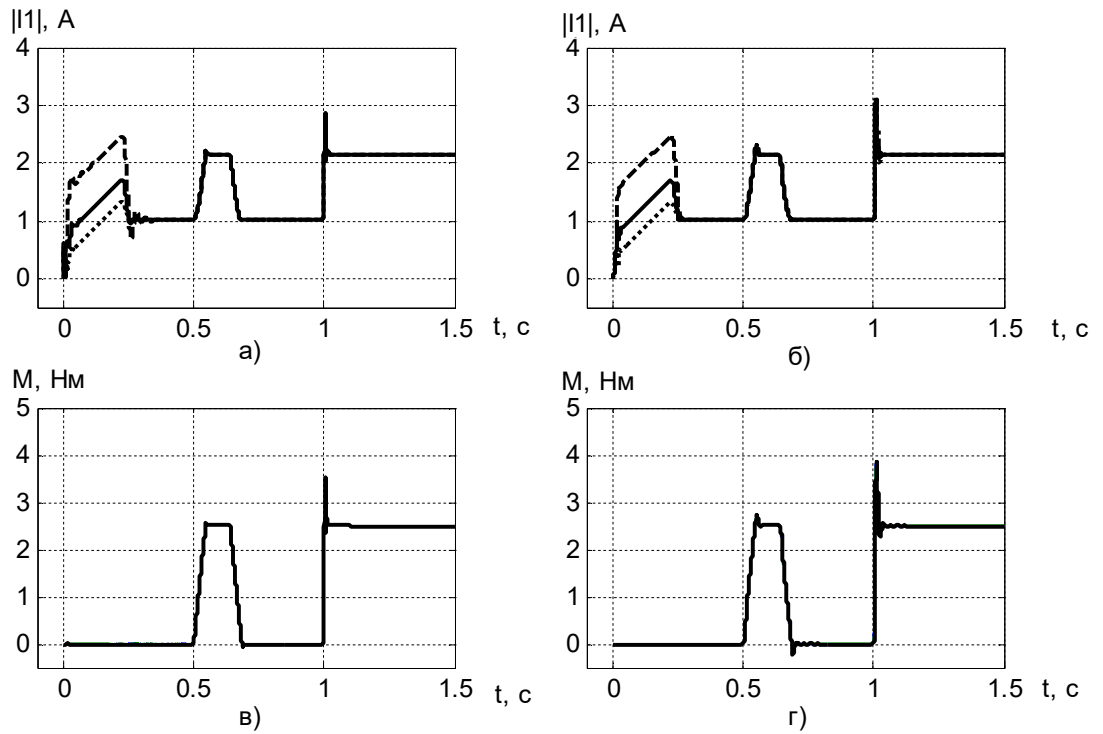


Рис. 3.8. Графіки модуля вектора струму статора та моменту АД

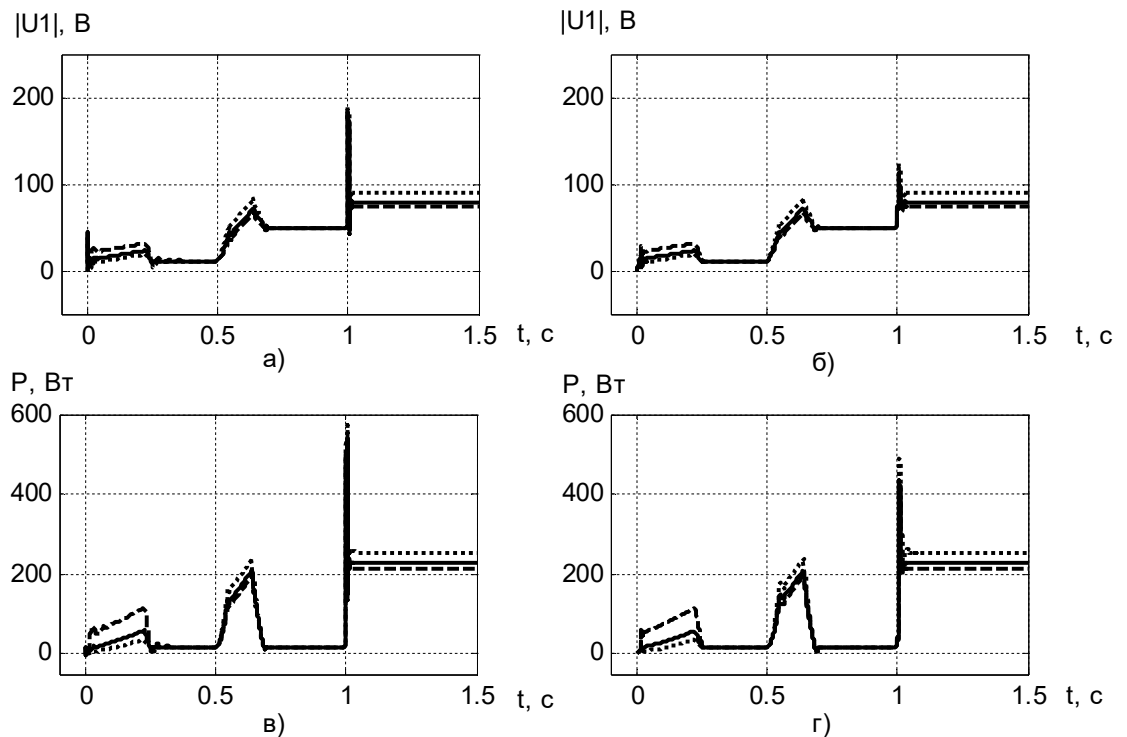


Рис. 3.9. Графіки модуля фазної напруги статора та активної електричної потужності АД

Таблиця 3.1 - Показники якості керування модулем потокозчепленням ротора АД

Активний опір ротора $R_2, \text{ Ом}$	Показники керування потокозчепленням при $ \Psi_2 ^* = 0,92 \text{ Вб}$			
	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta\Psi_{2p}, \text{ Вб}$		max відхилення $\Delta\Psi_{2k}, \text{ Вб}$	
	$З$	$Т$	$З$	$Т$
2,755	0,0194	0,0318	0,00005	0,0026
<u>5,51</u>	0,018	0,0216	0,000105	0,0014
11,02	0,0158	0,0137	0,000224	0,0086

Таблиця 3.2 - Показники якості керування кутовою швидкістю АД

Активний опір ротора $R_2, \text{ Ом}$	Показники керування при $\omega^* = 50 \text{ рад/с}$						
	при відпрацюванні завдання			при компенсуванні змін навантаження			
	динамічна похибка $\Delta\omega_p, \text{ рад/с}$			час компенсації $t_k, \text{ с}$		max відхилення $\Delta\omega_k, \text{ рад/с}$	
	$З$	$Т$		$З$	$Т$	$З$	$Т$
2,755	0,061	0,254	0,0037	0,0136	0,4115	1,342	
<u>5,51</u>	0,061	0,264	0,0038	0,0141	0,4124	1,362	
11,02	0,061	0,282	0,0038	0,0153	0,4136	1,404	

Таблиця 3.3 - Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності двигуна

Акт. опір ротора $R_2, \text{ Ом}$	Момент $M, \text{ Нм}$		Модуль вектора струму статора $ I_1 , \text{ А}$		Модуль фазної напруги статора $ U_1 , \text{ В}$		Активна потужність $P, \text{ Вт}$	
	$З$	$Т$	$З$	$Т$	$З$	$Т$	$З$	$Т$
2,755	2,5	2,5	2,1	2,1	74,1	74,1	214,4	214,41
<u>5,51</u>	2,5	2,5	2,1	2,1	79,3	79,3	228	228
11,02	2,5	2,5	2,1	2,1	89,7	89,7	255,1	255,1

Значний потенціал ефективного та заощадливого використання енергії

криється в найбільш поширених електромеханічних системах малої та середньої потужності, що приводяться в рух нерегульованими асинхронними двигунами. Вирішення цієї проблеми шляхом переходу на регульований електропривод обмежується достатньо високими капітальними витратами відносно первісної вартості існуючих установок, що обумовлено не тільки високою вартістю силових перетворювачів частоти, а й витратами на налаштування кожної конкретної установки в залежності від параметрів приводного електродвигуна. В цих умовах розробка законів керування електроприводів з векторно-керованими двигунами змінного струму, які забезпечують функціонування електропривода за принципом "Plug and Play" ("підключив і працює") без проведення процесу налаштування є важливою та актуальною задачею [109]. Практичне застосування законів керування на основі класичних методів теорії автоматичного керування потребує додаткового застосування законів адаптації та ідентифікації, спеціальних компенсуючих ланок, що суттєво підвищує складність та вартість систем [110, 111]. Вирішення цієї проблеми можливе при застосуванні КЗЗД з МЛФ [65-68] при розробці універсальної системи векторного керування кутовою швидкістю АД.

Регулятори розробленої системи РП та РС мають однакову структуру, яку приведено в розділі 2. Коефіцієнти РП задано рівними $\alpha_{0\psi}=50$, $k_{\psi}=100$, що забезпечує монотонний перехідний процес потокозчеплення за час близько 0,06 с. Параметри РС1 та РС2 встановлено рівними $\alpha_{0id}=\alpha_{0iq}=1000$, $k_{id}=k_{iq}=100$, що забезпечує монотонний перехідний процес струму за час близько 0,003 с. Параметри РШ встановлено рівними $\alpha_{0\omega}=150$, $k_{\omega}=1$, що забезпечує монотонний перехідний процес швидкістю за час близько 0,02 с.

Дослідження розробленої універсальної системи векторного керування проведено шляхом моделювання на прикладі трьох АД, параметри яких наведені в табл. В.1 – табл. В.4. При дослідженні застосовується наступна послідовність керування АД:

- 1) під час початкового інтервалу часу від нуля до 0,44 с машини

збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ Вб і досягає значення 0.9 Вб;

2) починаючи з $t=1$ с двигуни типів 4A90L2Y3, 4A100S4Y3, A112MA6Y3 без навантаження розганяються по заданих траєкторіях до кутових швидкостей 300, 150, 100 рад/с відповідно;

3) в моменти часу $t=1,8$ с; $t=2,2$ с; $t=2,4$ с до валів двигунів типів 4A90L2Y3, 4A100S4Y3, A112MA6Y3 прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

На рис. 3.10 показано задані траєкторії, перехідні процеси та похибки керування кутових швидкостей трьох двигунів до виходу на усталене значення. Як видно з рисунка, універсальна система векторного керування забезпечує задані монотонні перехідні процеси швидкостей незважаючи на значну зміну параметрів об'єкту керування.

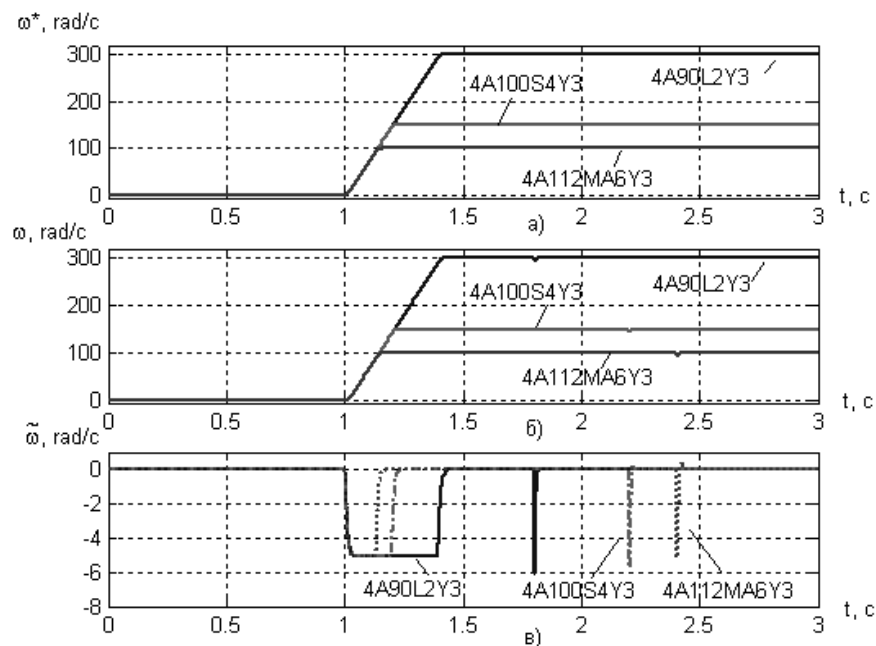


Рис. 3.10. Графіки а) заданих траєкторій кутових швидкостей, б) перехідних процесів кутових швидкостей та в) похибок відпрацювання кутових швидкостей різних АД

На рис. 3.11 представлено задана траєкторія (а), перехідні процеси

потокосцеплення (б) та їх похибки керування (в) для різних АД. На рис. 3.12 наведені перехідні процеси модулів векторів фазних напруг статора, модулів векторів струмів статора та моментів.

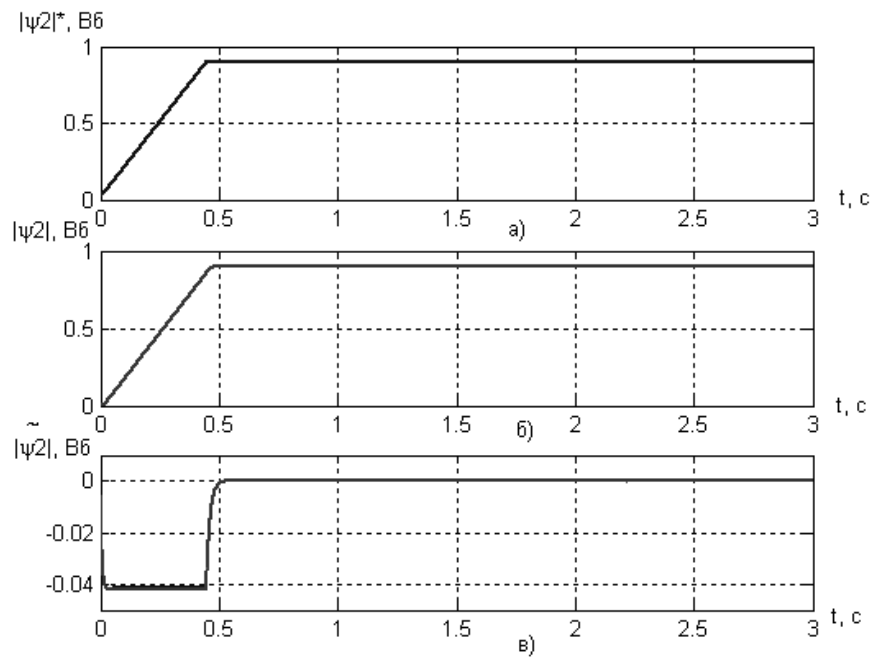


Рис. 3.11. Графіки траєкторій потокосцеплення ротора

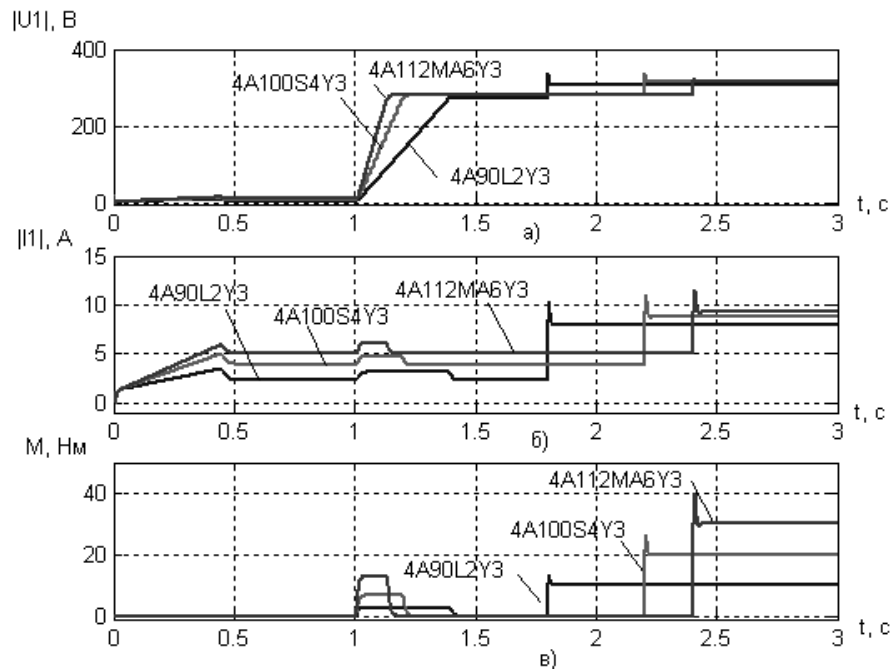


Рис. 3.12. Графіки перехідних процесів а) модулів векторів фазних напруг статора, б) модулів векторів струмів статора та в) моментів різних АД

Як видно з рис. 3.11 та 3.12, зміна двигуна не призводить до суттєвого

погіршення якості керування потокозчеплення ротора та показника модуля вектора фазної напруги й струму статора АД, що характерно для традиційних систем.

Результати досліджень якості керування кутовою швидкістю АД зведено до табл. 3.4, а модулем потокозчеплення ротора – до табл. 3.5.

Таблиця 3.4 - Показники якості керування кутовою швидкістю АД

Тип двигуна	Ном. швидк. ω_n , рад/с	Показники керування кутовою швидкістю			
		при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження	
		час регул. t_p , с	дин. похибка $\Delta\omega_p$, %	час комп. t_k , с	max відхилення $\Delta\omega_k$, %
4A90L2Y3	300	0,4	1,7	0,015	2
4A100S4Y3	150	0,2	3,4	0,02	3,8
A112MA6Y3	100	0,135	5,1	0,025	5,2

Таблиця 3.5 - Показники якості керування модулем потокозчеплення ротора АД

Тип двигуна	Номінальне потокозчеплення ротора $ \Psi_{2n} $, Вб	Показники керування модулем потокозчеплення	
		при відпрацюванні завдання	
		динамічна похибка $\Delta\Psi_{2np}$, %	
4A90L2Y3	0,9	4,5	
4A100S4Y3	0,9	4,58	
A112MA6Y3	0,9	4,63	

3.3 Система прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна при визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку

Недоліком вищенаведеної системи векторного керування є необхідність використання спеціального двигуна, конструктивною особливістю якого є наявність ДХ, що вимірюють магнітний потік у повітряному проміжку. Оскільки пряме вимірювання потокозчеплення в АД важкодоступне, то звичайно на практиці використовують спостерігачі магнітного потоку, які повинні забезпечувати асимптотичну оцінку цієї змінної. Слід зазначити, що вірогідність роботи таких спостерігачів залежить від точності визначення параметрів АД. Внаслідок нагрівання машини змінюються активні електричні опори статора та ротора, що приводить до виникнення помилок оцінювання магнітного потоку, що у свою чергу приводить до зниження енергетичної ефективності процесу перетворення енергії та навіть до втрати стійкості.

Для збільшення грубості та швидкості збігання похибок оцінювання використовується спостерігач із зворотними зв'язками [112]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_{1a}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} \hat{i}_{1a} - \alpha\beta L_m \hat{i}_{1a} + \alpha\beta \hat{\psi}_{2a} + \beta\omega p_n \hat{\psi}_{2b} + \frac{u_{1a}}{\sigma} + v_a; \\ \frac{d\hat{i}_{1b}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} \hat{i}_{1b} - \alpha\beta L_m \hat{i}_{1b} + \alpha\beta \hat{\psi}_{2b} - \beta\omega p_n \hat{\psi}_{2a} + \frac{u_{1b}}{\sigma} + v_b; \\ \frac{d\hat{\psi}_{2a}}{dt} = -\alpha\hat{\psi}_{2a} - \omega p_n \hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \hat{i}_{1a} + v_a; \\ \frac{d\hat{\psi}_{2b}}{dt} = -\alpha\hat{\psi}_{2b} + \omega p_n \hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \hat{i}_{1b} + v_b. \end{array} \right. \quad (3.59)$$

де $v_a = k_1 \tilde{i}_{1a} + \beta\omega L_m \tilde{i}_{1b}$, $v_b = k_1 \tilde{i}_{1b} - \beta\omega L_m \tilde{i}_{1a}$ – корегуючі зворотні зв'язки в рівняннях компонентів струмів статора;

$v_a = -\omega L_m \tilde{i}_{1b}$, $v_b = \omega L_m \tilde{i}_{1a}$ – корегуючі зворотні зв'язки в рівняннях компонентів потокозчеплення ротора;

k_1 – параметр корегуючи зворотних зв'язків.

Для асимптотичної стійкості спостерігача необхідно, щоб похідна функції Ляпунова була від'ємно визначеною.

Функціональна схема системи регулювання кутової швидкості електроприводу при векторному керуванні АД та визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку зображена на рис. 3.13.

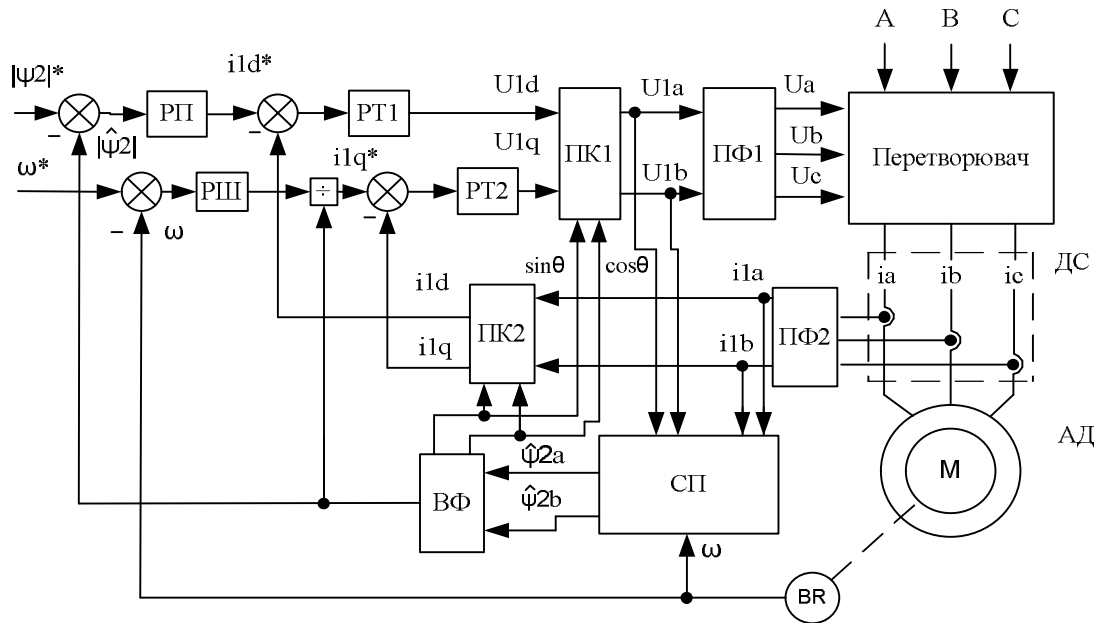


Рис. 3.13. Функціональна схема системи прямого векторного керування швидкості АД з спостерігачем потокозчеплення ротора

При дослідженні представленої системи прямого векторного керування кутовою швидкістю використовувався АД типу 4АО80В2. Дані про потокозчеплення, отримувались за допомогою спостерігача з коригувальними зворотними зв'язками ($\hat{\psi}_{2a}(0)=0,02$, $\hat{\psi}_{2b}(0)=0$).

Розроблені регулятори на основі КЗЗД з МЛФ мають наступні коефіцієнти:

регулятор потоку РП: $\alpha_{0\psi}=270$, $k_{\psi}=35$, $t_n=0,011$ с;

регулятор струму РС1: $\alpha_{0id}=1000$, $k_{id}=100$, $t_n=0,003$ с;

регулятор швидкості РШ: $\alpha_{0\omega}=150$, $k_{\omega}=1$, $t_n=0,02$ с;

регулятор струму РС2: $\alpha_{0iq}=1000$, $k_{iq}=100$, $t_n=0,003$ с.

При дослідженні застосовується наступна послідовність керування АД:

- 1) під час початкового інтервалу часу від нуля до 0,25 с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ Вб та досягає значення 0,9 Вб з першою похідною, рівною 4,4 Вб/с;
- 2) починаючи з $t=0,6$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 рад/с з першою похідною, рівною 581 рад/с²;
- 3) в момент часу $t=1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

Задані траєкторії кутової швидкості та потокозчеплення ротору наведені на рис. 3.14.

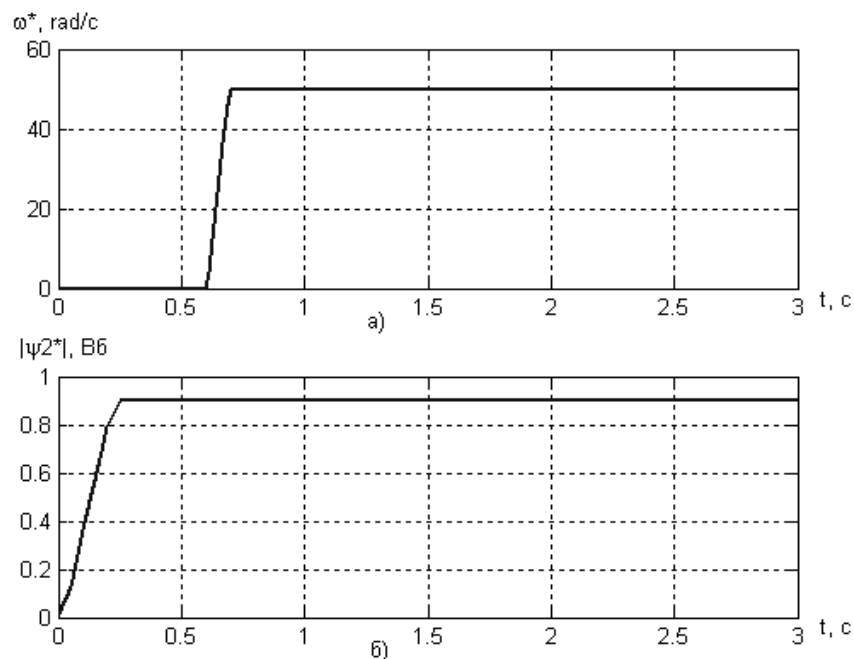


Рис. 3.14. Задані траєкторії а) кутової швидкості та б) модуля потокозчеплення ротору

На рис.3.15 та 3.16 представлено перехідні процеси кутової швидкості, модуля оціненого потокозчеплення ротора та їх похибок для трьох значень активного електричного опору обмотки ротора: 5,51 Ом ; 2,755 Ом; 11,02 Ом

при використанні законів керування синтезованих на основі КЗЗД. Оцінка впливу зміни опору на якість керування проведена швидкості 50 рад/с.

На рис. 3.17 зображено перехідний процес моменту двигуна та модуля вектора струму статора. На рис. 3.18 представлено перехідний процес модуля вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності двигуна.

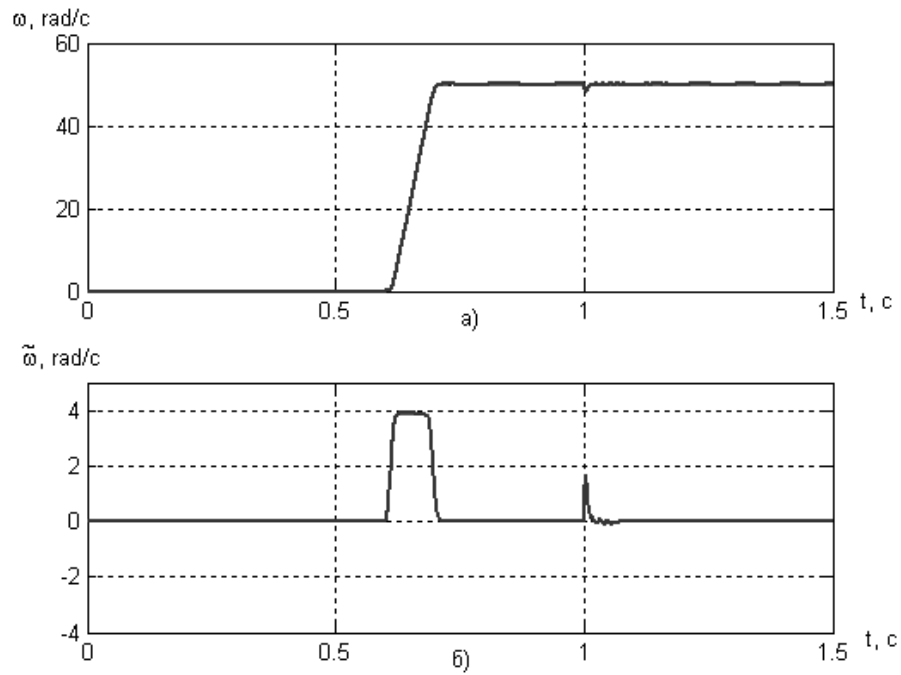


Рис. 3.15. Графіки а) перехідного процесу кутової швидкості та б) похибки відпрацювання кутової швидкості

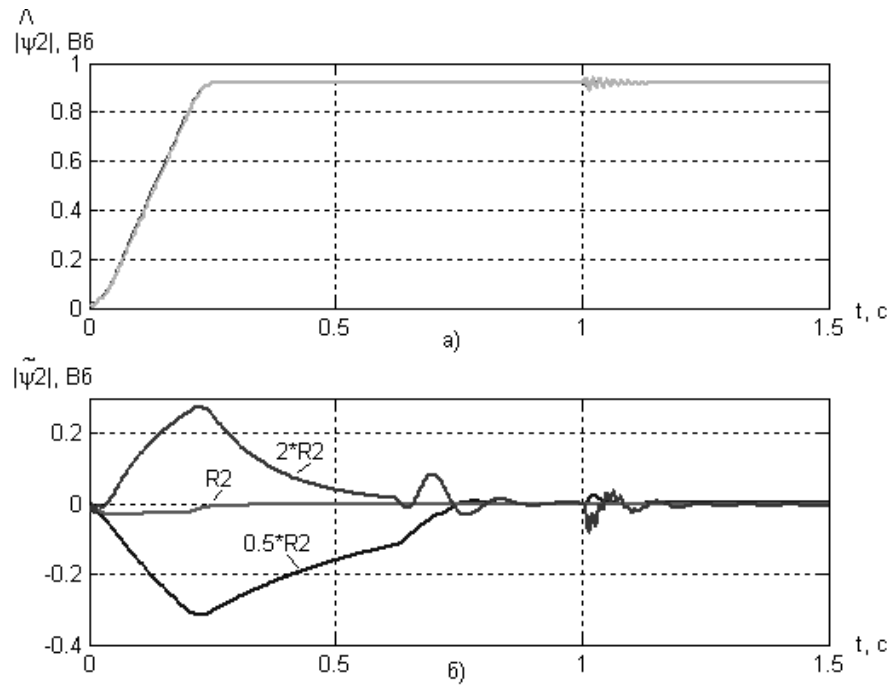


Рис.3.16. Графіки а) перехідного процесу модуля оціненого потокозчеплення ротора та б) похибки відпрацювання модуля потокозчеплення ротора

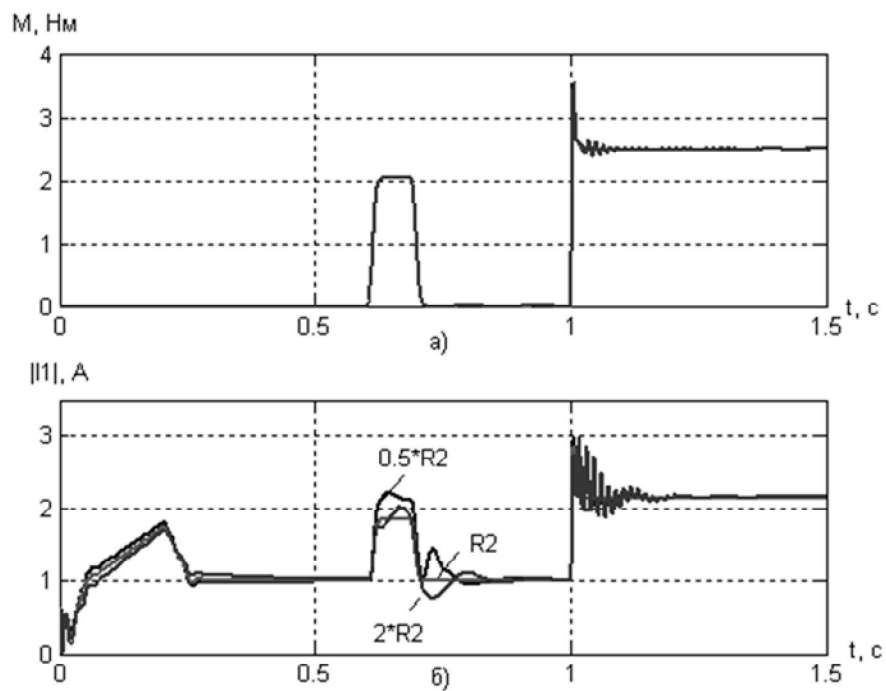


Рис. 3.17. Графіки а) перехідного процесу моменту АД та б) модуля вектора струму статора

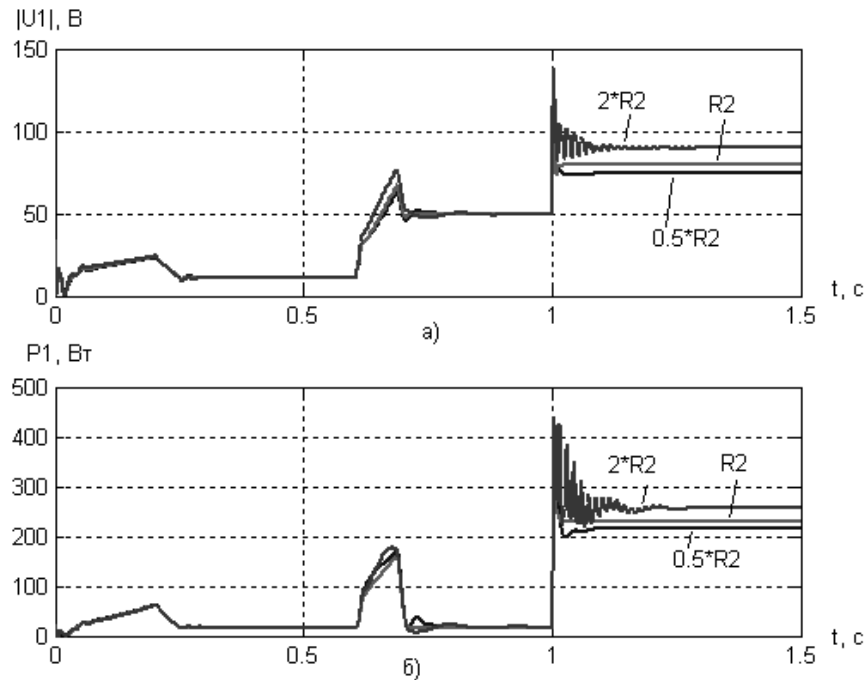


Рис. 3.18. Графіки а) перехідного процесу модуля вектора фазної напруги статора та б) активної електричної потужності АД

Результати досліджень якості керування кутовою швидкістю АД зведено до табл. 3.6, а модулем потокозчеплення ротора – до табл. 3.7.

Таблиця 3.6 - Показники якості керування кутовою швидкістю АД

R_2 , Ом	При відпрацюванні завдання		При компенсуванні змін навантаження	
	час регулювання t_p , с	дин. похибка $\Delta\omega_p$, %	час комп. t_k , с	дин. похибка $\Delta\omega_k$, %
2,755	0,12	8	0,02	3,35
5,51	0,12	8	0,02	3,37
11,02	0,12	8	0,16	3,41

Таблиця 3.7 - Показники якості керування модулем потокозчеплення ротора АД

$R_2, \text{ Ом}$	При відпрацюванні завдання		При накидані навантаження
	час збудження $t_3, \text{ с}$	дин. похибка $\Delta\Psi_{2\text{нр}}, \%$	статична похибка $\Delta\Psi_{2\text{с}}, \%$
2,755	0,81	35	0,19
5,51	0,25	3,59	0
11,02	1	30,44	0,51

Результати досліджень якості керування напруги живлення та активної потужності зведено до табл. 3.8.

Таблиця 3.8 - Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності двигуна

$R_2, \text{ Ом}$	Момент $M, \text{ Нм}$	Модуль вектора струму статора $ I_1 , \text{ А}$	Модуль фазної напруги статора $ U_1 , \text{ В}$	Активна потужність $P_1, \text{ Вт}$
2,755	2,5	2,142	74	214
5,51	2,5	2,144	79	228
11,02	2,5	2,148	90	256

3.4 Груба система непрямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна

Підвищення показників якості системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю ротору АД в умовах параметричних збурень досягається шляхом використання законів на основі КЗЗД з МЛФ та спостерігача польової компоненти струму статора. Функціональна схема системи непрямого векторного керування АД представлена на рис. 3.19.

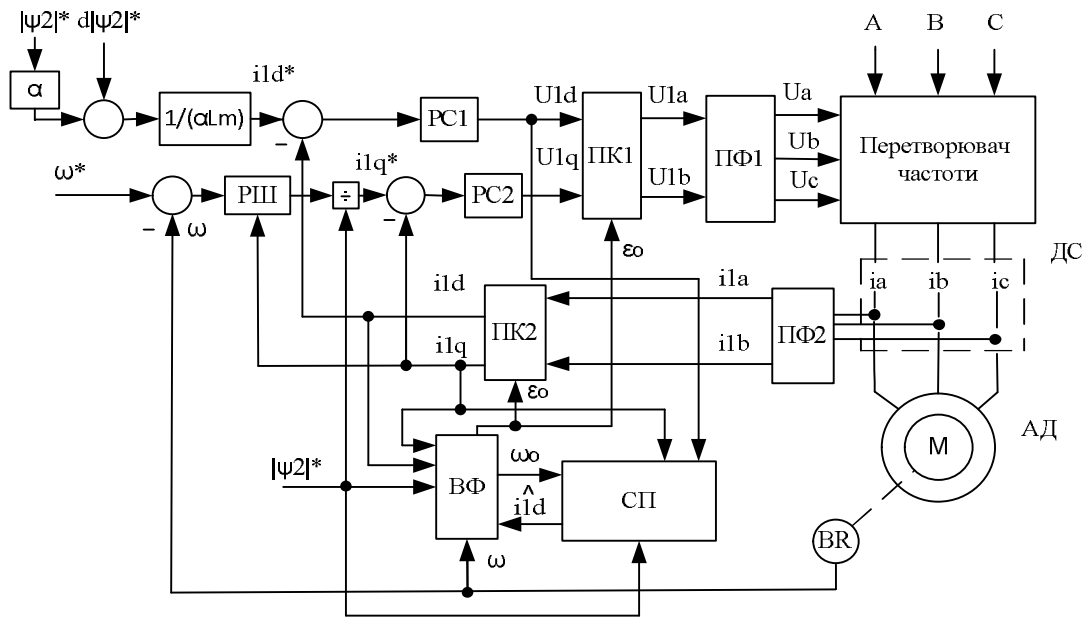


Рис. 3.19. Функціональна схема грубої системи векторного керування кутовою швидкістю АД

Використовуючи метод синтезу ПFOC [93], який приводить до декомпозиції початкової моделі АД на електромагнітну й електромеханічну підсистеми, отримаємо рівняння закону керування поточозчепленням

$$\begin{aligned}
 i_{1d}^* &= \frac{(\alpha \psi_2^* + \dot{\psi}_2^*)}{\alpha L_m} \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{\psi_2^*} + \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d}
 \end{aligned}
 \tag{3.60}$$

де $\gamma_1 > 0$ – параметр налаштування;

$$\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - \hat{i}_{1d} \text{ – похибка оцінювання струму } i_{1d};$$

спостерігач польової компоненти струму статора i_{1d}

$$\frac{d\hat{i}_{1d}}{dt} = -\gamma_1 \hat{i}_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_2^* + \frac{u_{1d}}{\sigma}
 \tag{3.61}$$

У ВФ обчислюється кутове положення рухомої системи координат (d - q) ε_0 відносно нерухомої системи координат (a - b). Входом регулятора струму компоненти струму статора i_{1d} PC1 є сигнал завдання складової струму i_{1d}^* ,

пропорційної потокозчепленню ротору.

Синтез регуляторів системи векторного керування здійснено за представленою концепцією [113, 114]. Відмінністю представленої функціональної схеми від традиційної є відсутність блоків компенсації координатних збурень (перехресних зв'язків).

Регулятори на основі КЗЗД з МЛФ мають наступні коефіцієнти:

РС1 та РС2: $\alpha_{0id}=\alpha_{0iq}=1000$, $k_{id}=k_{iq}=100$;

РШ: $\alpha_{0\omega}=108$, $\alpha_{1\omega}=1,2$ та $k_{\omega}=18$.

Корегувальний коефіцієнт підсистеми потоку для розробленого алгоритму векторного керування прийнятий рівним $\gamma_1=5$.

ПІ - регулятори з традиційним налаштуванням мають наступні коефіцієнти:

РС1 та РС2: пропорційна складова алгоритму керування компоненти струму статора $k_{i_p}=39,27$, інтегральна складова алгоритму керування компоненти струму статора $k_{i_i}=8027$;

РШ: інтегральна складова алгоритму керування кутової швидкості $k_{i_w}=1$, пропорційна складова алгоритму керування кутової швидкості $k_{i_w}=130,5$.

При цьому застосовується наступна послідовність керування:

1) під час початкового інтервалу часу від нуля до 0,25 с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ Вб і досягає значення 0,92 Вб;

2) з $t=0,6$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 рад/с;

3) в момент часу $t=1,5$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

Траєкторії завдання а) кутової швидкості і моменту навантаження та б) модуля потокозчеплення ротору наведені на рис. 3.20. Перехідні процеси похибки модуля потокозчеплення ротору, похибки кутової швидкості, модуля вектора напруги статора, модуля вектора струму статора, моменту

АД та активної потужності представлені на (рис. 3.21 - рис. 3.26) відповідно. Де а) перехідні процеси при номінальних параметрах системи, а б) в умовах дії параметричних збурень (збільшеному моменті інерції J в 2 рази та в 1,5 разів активному опорі ротора R_2). Суцільною лінією показано перехідні процеси при традиційному налаштуванні алгоритмів керування (ПІ - регулятори), а пунктирною лінією – за КЗЗД з МЛФ.

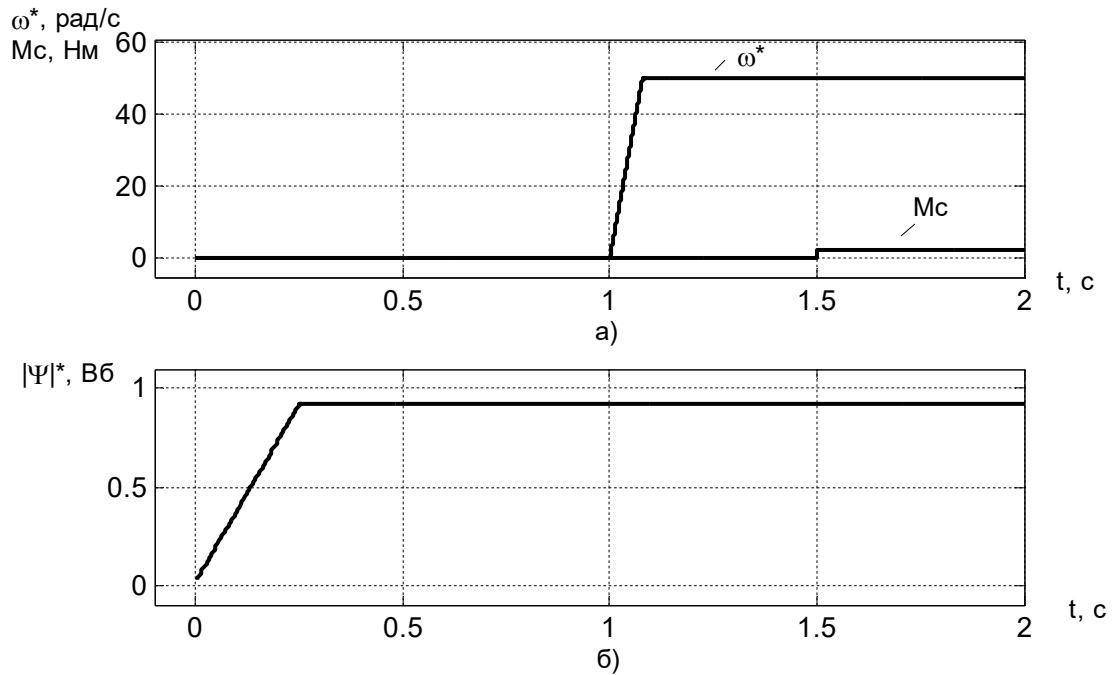


Рис. 3.20. Траєкторії завдання а) кутової швидкості і моменту навантаження та б) модуля потокозчеплення ротору

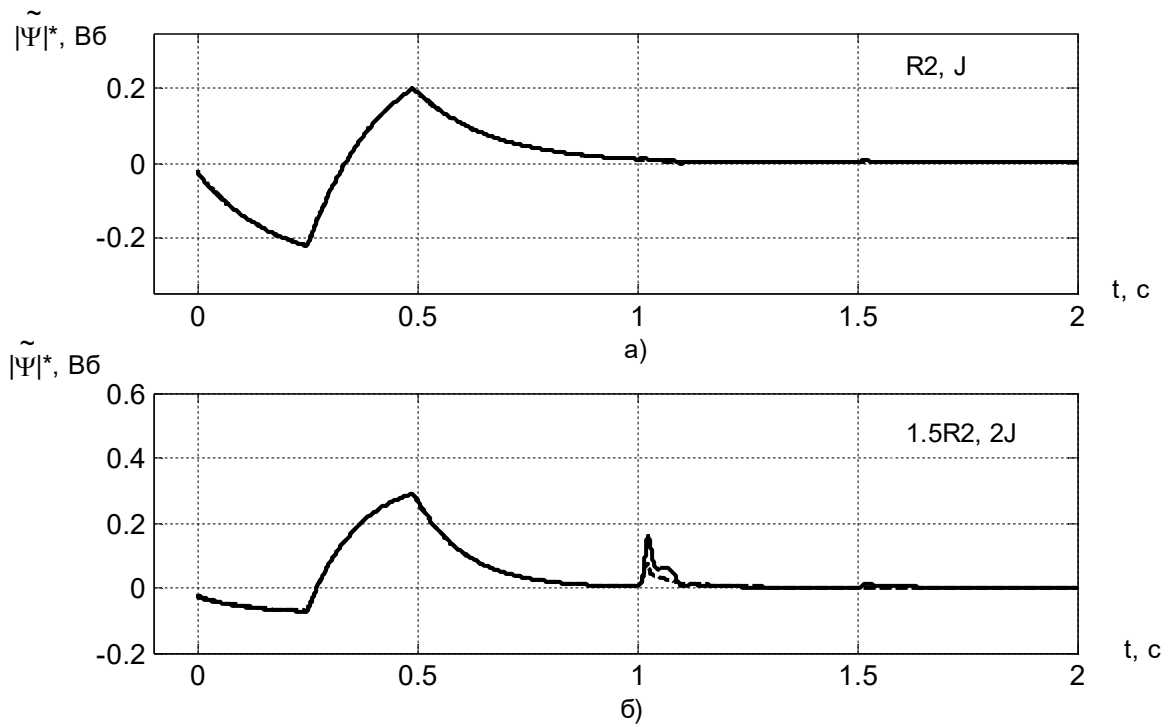


Рис. 3.21. Перехідні процеси похибки модуля потокозчеплення ротору

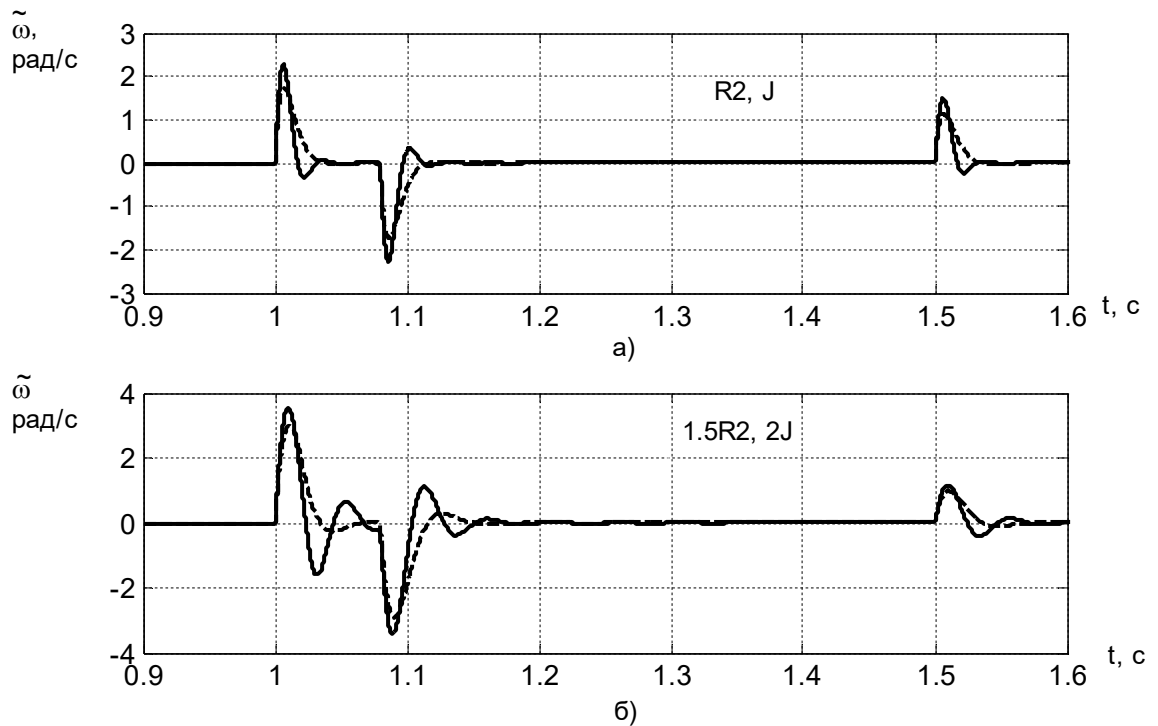


Рис. 3.22. Перехідні процеси похибки кутової швидкості

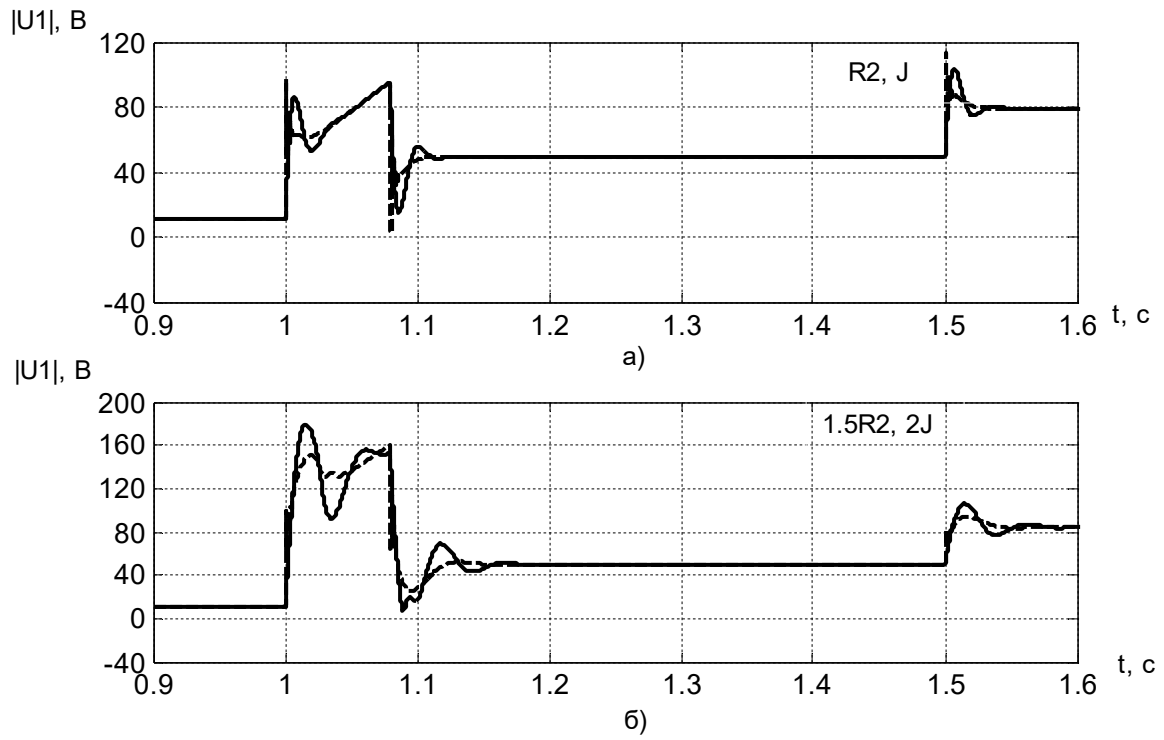


Рис. 3.23. Перехідні процеси модуля вектора напруги статора

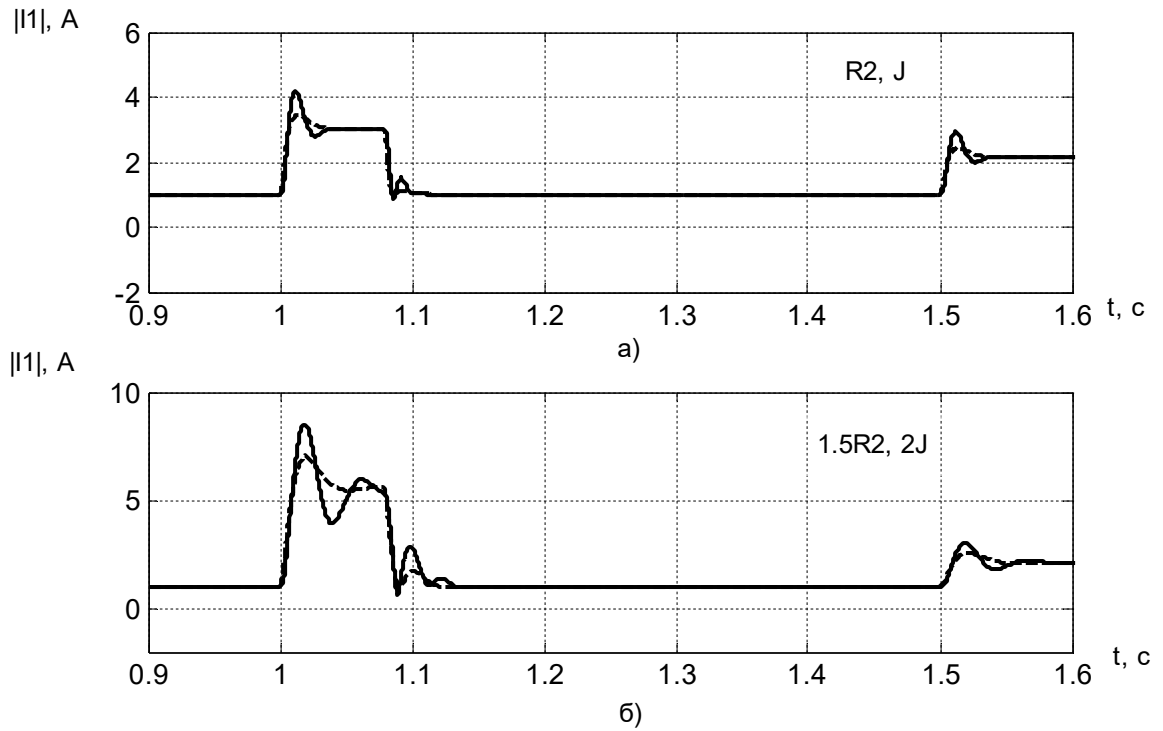


Рис. 3.24. Перехідні процеси модуля вектора струму статора

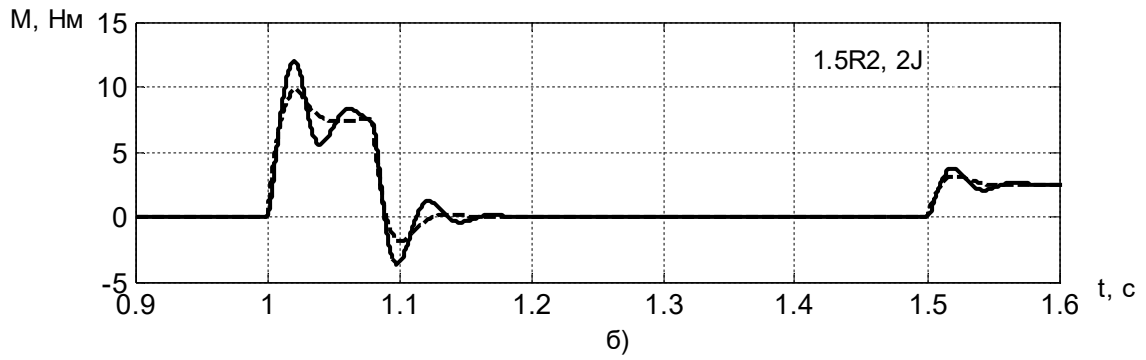
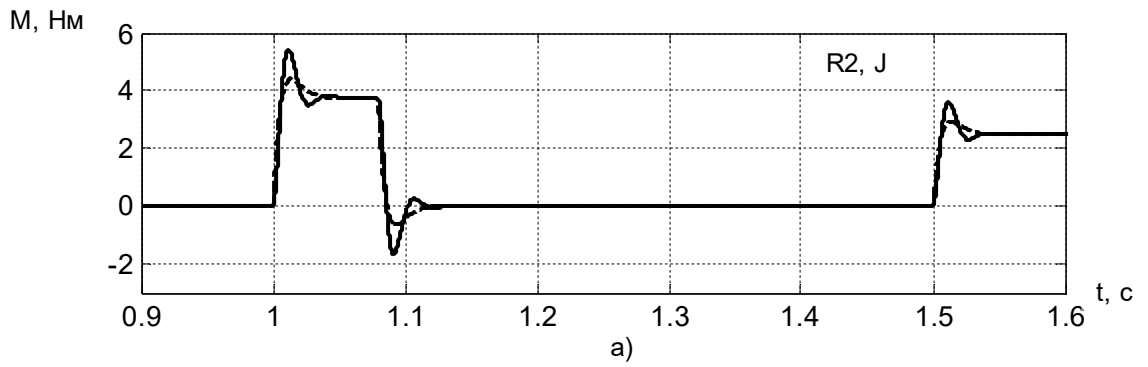


Рис. 3.25. Перехідні процеси електромагнітного моменту АД

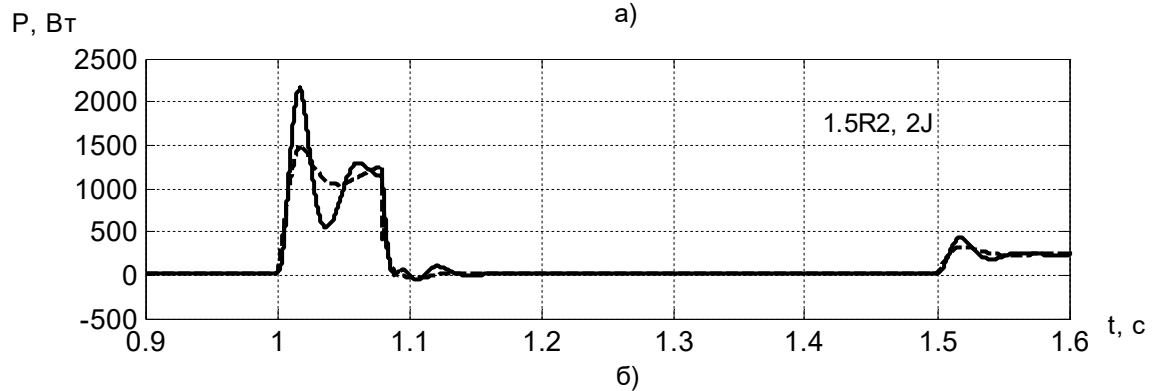
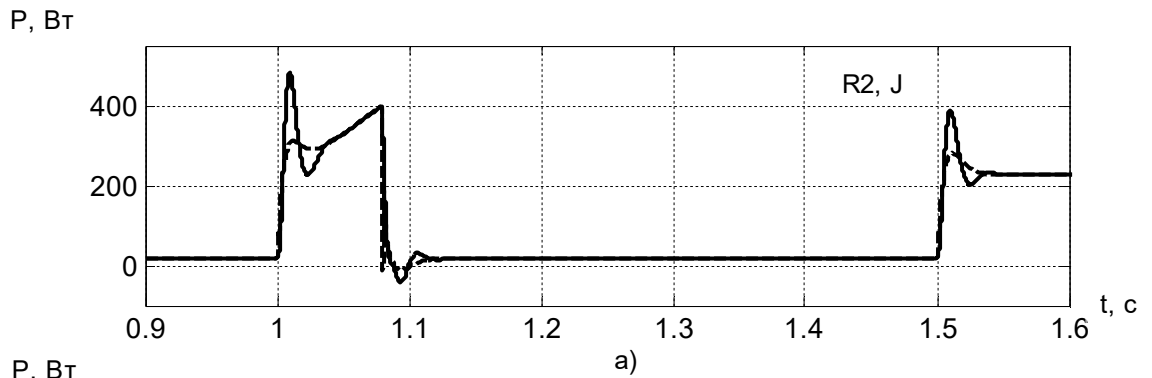


Рис. 3.26. Перехідні процеси похибки кутової швидкості

Показники якості системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю АД наведено в табл. 3.9. Де Т – пропорційно - інтегральні (традиційні) регулятори, З – запропоновані регулятори.

Таблиця 3.9 - Показники якості керування кутовою швидкістю ротору АД

$\frac{R_2}{J}$, Ом кгм ²	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні системою змін навантаження			
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, %		час компенсування t_k , с		max відхилення $\Delta\omega_k$, %	
	Т	З	Т	З	Т	З
$\frac{5,51}{0,006}$	4,4	3,4	0,025	0,024	3	2,3
$\frac{8,27}{0,012}$	7,06	5,98	0,042	0,03	2,34	1,98

Показники якості потокозчеплення ротора системи грубого векторного керування АД наведено в табл. 3.10.

Таблиця 3.10 - Показники якості керування потокозчепленням ротора АД

$\frac{R_2}{J}$, Ом кгм ²	при відпрацюванні завдання потокозчеплення		при компенсуванні системою змін навантаження потокозчеплення		при відпрацюванні завдання кутової швидкості	
	динамічна похибка $\Delta\psi_p$, %		статична похибка $\Delta\psi_k$, %		динамічна похибка $\Delta\psi_\omega$, %	
	Т	З	Т	З	Т	З
$\frac{5,51}{0,006}$	23,9	23,9	0,06	0,01	0	0
$\frac{8,27}{0,012}$	31,5	31,5	0,12	0,09	17,4	8,3

Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності двигуна для системи грубого векторного керування під час накидання номінального навантаження наведено в табл. 3.11.

Таблиця 3.11 - Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності АД

$\frac{R_2}{J}$, Ом кгм ²	Модуль фазної напруги статора $ U_1 $		Активна потужність P	
	В	%	Вт	%
$\frac{5,51}{0,006}$	79	100	228	100
$\frac{8,27}{0,012}$	85	107,6	235	103,1

З перехідних процесів похибок модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості, модуля вектора напруга статора, модуля вектора струму статора, моменту АД та активної потужності системи грубого векторного керування, які зображені на рис. 3.21 - рис. 3.26 видно, що запропонована система забезпечує астатичне керування кутової швидкості, та є менш чутливою до параметричних збурень ($1,5R_2$ та $2J$). При накиданні навантаження в системі з'являється статична помилка 0,09% по модулю потокозчеплення ротора під час дії збурення.

Висновки до розділу 3

В розділі розв'язано задачу з розробки систем підпорядкованого регулювання векторно-керованих асинхронних електроприводів за допомогою методу зворотних задач динаміки з мінімізацію локальних функціоналів миттєвих значень енергій.

В ході виконання досліджень отримано наступні науково-практичні результати:

1) Закони керування координатами систем прямого векторного керування кутовою швидкістю АД при безпосередньому вимірюванні потоку, що вперше синтезовано на основі КЗЗД з МЛФ, дозволили отримати високу якість показників керування перехідних процесів в умовах варіації параметрів АД в порівнянні з традиційними законами. Динамічна похибка

модуля потокозчеплення ротору АД $\Delta\Psi_{2p}$ під час відпрацювання завдання 0,92 Вб:

- при R_2 (номінальний параметр) зменшилась на 0,4 %;
- при $R_2/2$ зменшилась на 1,07 % відносно похибки модуля потокозчеплення ротора АД з номінальними параметрами;
- при $2R_2$ зменшилась на 0,62 % відносно похибки модуля потокозчеплення ротора АД з номінальними параметрами.

Показники якості керування кутовою швидкістю АД є наступними:

- динамічна похибка кутової швидкості $\Delta\omega_p$ при відпрацюванні завдання 50 рад/с зменшилась на 0,41 %;
- час компенсації t_k в момент зміни навантаження зменшився на 0,01 с;
- максимальне відхилення $\Delta\omega_k$ при компенсуванні змін навантаження зменшилося на 1,9 %.

2) Метод розробки законів керування на основі КЗЗД отримав подальший розвиток завдяки використанню не тільки механічної енергії, а й енергії магнітного поля при мінімізації функціоналів за градієнтною схемою першого порядку.

3) Розроблена універсальна система прямого векторного регулювання кутовою швидкістю АД з синтезованими на основі КЗЗД з МЛФ регуляторами потокозчеплення, кутової швидкості та струму забезпечує задану якість керування цієї нелінійної та взаємозв'язаної системи в статичному режимі та під час перехідних процесів в умовах суттєвих параметричних збурень без застосування декомпозиційних зв'язків, громіздких законів ідентифікації параметрів чи адаптивного керування, характерно для традиційних систем. Результати дослідження показують, що представлена система векторного керування не потребує переналаштування, тому легко може впроваджуватися в роботу.

Показники якості керування кутовою швидкістю для АД (4A90L2Y3, 4A100S4Y3, A112MA6Y3) при номінальному значенні швидкості є такими:

- динамічні похибки кутової швидкості $\Delta\omega_p$ при відпрацюванні

завдання відповідно дорівнюють 1,7 %, 3,4 %, 5,1 %;

- час компенсування при накиданні навантаження дорівнює 0,015 с, 0,02 с, 0,025 с;

- максимальне відхилення $\Delta\omega_k$ при компенсуванні змін навантаження дорівнює 2 %, 3,8 %, 5,2 %.

- динамічні похибки модуля потокозчеплення ротору $\Delta\Psi_{2nr}$ АД (4A90L2Y3, 4A100S4Y3, A112MA6Y3) при відпрацюванні завдання 0,9 Вб відповідно дорівнюють 4,5 %, 4,58 %, 4,63 %.

4) Система прямого векторного регулювання кутовою швидкістю АД при визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку, з законами керування на основі КЗЗД, забезпечує астатичне керування під час дії параметричного збурення у вигляді чотирикратної зміни активного опору ротора. Результати досліджень показників якості модулем потокозчеплення ротора та керування кутовою швидкістю АД показують:

- динамічна похибка модулем потокозчепленням ротора АД $\Delta\Psi_{2p}$ під час відпрацювання завдання 0,92 Вб при R_2 дорівнює 3,59 %, а при $R_2/2$ збільшилась на 31,41 % та збільшилась на 26,85 % при $2R_2$ відносно похибки модуля потокозчеплення ротора АД з номінальними параметрами;

- виникає статична похибка $\Delta\Psi_{2c}$ під час накидання навантаження яка дорівнює 0,19 % при $R_2/2$ та 0,51 % при $2R_2$;

- динамічна похибка кутовою швидкістю АД $\Delta\omega_p$ під час відпрацювання завдання 50 рад/с при варіації R_2 дорівнює 8 %;

- час компенсування при накиданні навантаження дорівнює 0,02 с, 0,02 с, 0,16 с (збільшення часу на 0,14 с) відповідно до варіації $R_2/2$, R_2 , $2R_2$;

- максимальне відхилення $\Delta\omega_k$ майже не змінюються при компенсуванні змін навантаження та дорівнює 3,35 %, 3,37 %, 3,41 % відповідно до варіації $R_2/2$, R_2 , $2R_2$.

5) Дослідження системи грубого непрямого векторного керування кутовою швидкістю АД на основі КЗЗД в поєднанні з спостерігачем польової компоненти струму статора показали, що система асимптотично

відпрацьовує задану траєкторію кутової швидкості та забезпечує меншу чутливість до варіації моменту інерції $2J$ та активного опору ротора $1,5R_2$, а саме:

– значення динамічної похибки кутової швидкості $\Delta\omega_p$ при відпрацюванні завдання 50 рад/с менше на 1,08 % в порівнянні з значенням похибки системи з традиційними алгоритмами керування;

– максимальне відхилення $\Delta\omega_k$ при компенсуванні змін навантаження в 1,2 разів менше в порівнянні з похибкою системи з традиційними алгоритмами керування.

4 РОЗРОБКА СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Електроприводи постійного струму з двигунами з незалежним збудженням (ДПС з НЗ) та силовими напівпровідниковими перетворювачами є поширеним типом електроприводу з регулюванням кутової швидкості в електромеханічних системах автоматизації з високими показниками якості. Це пояснюється багатьма позитивними сторонами цього типу електроприводу: високою швидкістю, яка дозволяє значно підвищити продуктивність робочих механізмів; широким діапазоном регулювання кутовою швидкістю двигуна постійного струму; високим коефіцієнтом корисної дії за рахунок незначного падіння напруги на ключах силового перетворювача; надійністю та модульно-блоковим виконанням електропривода.

Переваги силових перетворювачів дозволяють будувати надійні швидкодіючі системи регулювання електроприводом високої точності для масового застосування у промисловості [12]. А застосування роздільного способу керування зменшує ймовірність перекиду перетворювача, зменшує втрати та збільшує коефіцієнт корисної дії (ККД) завдяки відсутності вирівнюючих струмів [115].

В електроприводах постійного струму широко застосовують методологічний принцип послідовно-підпорядкованого регулювання координат. Його основні переваги полягають в простій реалізації обмеження регульованих координат, отриманні високих динамічних характеристик електроприводів, простому налагодженні та експлуатації [2].

Але кожна локальна система при підпорядкованому керуванні має швидкодію приблизно вдвоє гіршу за попередню, тому велике число контурів у системі підпорядкованого регулювання є не бажано. Крім того, необхідно врахувати, що для реалізації кожного з контурів вимагається відповідний датчик та регулятор. З іншої сторони, надмірне зменшення

кількості контурів є теж не бажано, так як при цьому зменшується число безпосередньо контрольованих координат стану об'єкту та ускладнюються структури регуляторів [11]. Крім того СПР мають нелінійності, що пов'язані з добутком координат, з кривою намагнічування, обмеженням на виході регуляторів струму та кутової швидкості.

Ці обставини ускладнюють застосування систем підпорядкованого керування для електроприводів з великим діапазоном регулювання вихідної величини та підвищеними вимогами до її стабілізації [6, 7].

4.1 Розробка законів керування електроприводів постійного струму на основі концепції зворотної задачі динаміки

Електропривод постійного струму з напівпровідниковим перетворювачем є нелінійною та складною електромеханічною системою, для математичного опису якої використовують різні рівні ідеалізації [11]: напівпровідниковий перетворювач розглядається як керуючий еквівалент генератора електрорушійної сили (ЕРС) з внутрішнім активним опором та індуктивністю, які не залежать від навантаження перетворювача; струм навантаження вважається неперервним, пульсуючі складові ЕРС та струму навантаження перетворювача не враховуються; ДПС з НЗ представлений у вигляді генератора проти-ЕРС з внутрішнім активним опором та індуктивністю, які не залежать від навантаження; вплив реакції якоря на збудження двигуна не враховується; механічна частина розглядається як абсолютно жорстка та приведена до одномасової системи з постійною величиною моменту інерції.

Тиристорний перетворювач описується передаточною функцією

$$W_{\Pi}(p) = \frac{U_{\Pi}(p)}{U_{\kappa}(p)} = \frac{k_{\Pi} e^{-\tau p}}{\tau_{\Phi} p + 1}, \quad (4.1)$$

де U_{κ} – керуючий сигнал на вході силового перетворювача;

U_{Π} – ЕРС силового перетворювача;

k_{Π} – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача за напругою;

τ – середньостатистичне чисте запізнення системи керування тиристорами;

τ_{ϕ} – стала часу фільтру на вході перетворювача.

За рахунок апроксимації чистого запізнення аперіодичною ланкою передаточна функція тиристорного перетворювача приймає наступний вигляд

$$W_{\Pi}(p) = \frac{k_{\Pi}}{(\tau_{\phi}p + 1)(\tau p + 1)} = \frac{k_{\Pi}}{\tau_{\phi}\tau p^2 + (\tau + \tau_{\phi})p + 1}, \quad (4.2)$$

де враховано, що $e^{-\tau p} \approx 1/(\tau p + 1)$.

Оскільки τ та τ_{ϕ} є малими сталими, то добуток $\tau\tau_{\phi} \approx 0$ дві аперіодичні ланки можна наближено замінити однією зі сталою часу, що дорівнює сумі двох сталих часу, тобто

$$W_{\Pi}(p) = \frac{k_{\Pi}}{(\tau + \tau_{\phi})p + 1} = \frac{k_{\Pi}}{T_{\mu}p + 1}, \quad (4.3)$$

де T_{μ} - стала часу перетворювача.

Величина T_{μ} для реальних систем електропривода становить від 0,005 до 0,01 с.

При цих умовах та припущеннях математична модель об'єкта керування описується наступними рівняннями

$$\left\{ \begin{array}{l}
 T_{\mu} \frac{dU_{\Pi}}{dt} + U_{\Pi} = U_{\kappa} k_{\Pi}; \\
 I_{\text{я}} + T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = (U_{\Pi} - E) \frac{1}{R_{\text{я}}}; \\
 J \frac{d\omega}{dt} = M - M_{\text{с}}, \quad J = \frac{T_{\text{М}} (\text{с}\Phi)^2}{R_{\text{я}}}; \\
 M = \text{с}\Phi I_{\text{я}}; \\
 E = \text{с}\Phi \omega; \\
 \text{с}\Phi = I_{\text{з}} k_{\text{с}\Phi}, \quad k_{\text{с}\Phi} = \frac{\text{с}\Phi_{\text{н}}}{I_{\text{зн}}}; \\
 I_{\text{з}} + T_{\text{з}} \frac{dI_{\text{з}}}{dt} = U_{\text{з}} \frac{1}{R_{\text{з}}},
 \end{array} \right. \quad (4.4)$$

де E – проти-ЕРС якоря двигуна;

$I_{\text{я}}=I$ – струм обмотки якоря двигуна;

$T_{\text{я}}=L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$, $R_{\text{я}}$ – електромагнітна стала часу та опір якійного кола двигуна ($L_{\text{я}}$ - індуктивність якійної обмотки);

J – сумарний момент інерції механічної системи;

ω – кутова швидкість обертання якоря двигуна;

M – рушійний момент двигуна;

$M_{\text{с}}$ – момент опору на валу двигуна;

$T_{\text{М}}$ – електромеханічна стала часу;

$\text{с}\Phi$ – коефіцієнт кола збудження двигуна;

$I_{\text{з}}$ – струму обмотки збудження;

$k_{\text{с}\Phi}$ – коефіцієнт, яким лінеаризується крива намагнічування;

$\text{с}\Phi_{\text{н}}$ – значення коефіцієнту кола збудження двигуна при номінальному значенні струму обмотки збудження $I_{\text{зн}}$;

$U_{\text{з}}$ – напруга обмотки збудження;

$T_{\text{з}}=L_{\text{з}}/R_{\text{з}}$, $R_{\text{з}}$ – стала часу та опір кола збудження двигуна ($L_{\text{з}}$ - індуктивність обмотки збудження).

Початкова система рівнянь (4.4) відповідно до методу декомпозиції, який запропонований у [97], перетворюється до виду

$$\begin{cases} I_{\text{я}} + T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = U_{\text{к}} k_{\text{п}} \frac{1}{R_{\text{я}}} + V_{\text{IH}} \frac{1}{R_{\text{я}}}; \\ J \frac{d\omega}{dt} = U_3 \frac{1}{R_3} k_{\text{сФ}} \frac{1}{R_{\text{я}}} U_{\text{к}} k_{\text{п}} + V_{\text{оН}}, \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\text{де } V_{\text{IH}} = -T_{\mu} \frac{dU_{\text{п}}}{dt} - \left(U_3 \frac{1}{R_3} - T_3 \frac{dI_3}{dt} \right) k_{\text{сФ}} \omega,$$

$$V_{\text{оН}} = V_1 \frac{1}{R_{\text{я}}} U_3 \frac{1}{R_3} k_{\text{сФ}} - T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} U_3 \frac{1}{R_3} k_{\text{сФ}} - T_3 \frac{dI_3}{dt} k_{\text{сФ}} \left((U_{\text{к}} k_{\text{п}} + V_1) \frac{1}{R_{\text{я}}} - T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} \right) - M_{\text{с}} -$$

збурення, що описують взаємний вплив координат.

Ці збурення трактуються як невизначені, але обмежені за величиною $V_{\text{IH}} \leq V_{\text{IH}}^0$, $V_{\text{оН}} \leq V_{\text{оН}}^0$. Рівні керуючих впливів є достатніми для їх компенсації $(U_{\text{к}} k_{\text{п}} / R_{\text{я}}) > V_{\text{IH}}^0$, $(U_3 U_{\text{к}} k_{\text{п}} k_{\text{сФ}} / (R_{\text{я}} R_3)) > V_{\text{оН}}^0$.

Таким чином, взаємозв'язана нелінійна система четвертого порядку з врахуванням підпорядкованого регулювання координат перетворюється в систему з двох лінійних рівнянь першого порядку. В результаті задача керування об'єктом (4.4) зводиться до рішення двох локальних задач керування лінійними підсистемами (4.5), а саме: струмом якоря $I_{\text{я}}$ та кутовою швидкістю ω .

Нелінійна система підпорядкованого регулювання кутовою швидкістю ДПС з НЗ представлена у вигляді структурної схеми електроприводу постійного струму на рис. 4.1.

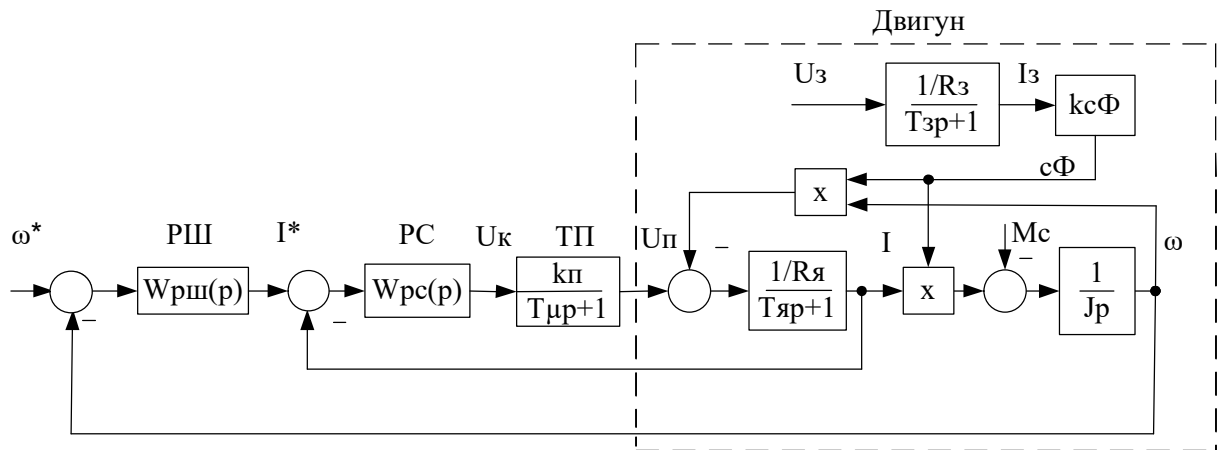


Рис. 4.1. Структурна схема нелінійна системи підпорядкованого регулювання кутовою швидкістю ДПС з НЗ

Якщо розглядати систему рівнянь (4.4), як лінійну при $c\Phi = const$ то отримується система диференціальних рівнянь другого порядку наступного виду

$$\begin{cases} I_{я} + T_{я} \frac{dI_{я}}{dt} = U_{к} k_{п} \frac{1}{R_{я}} + V_{\omegaЛ}; \\ J \frac{d\omega}{dt} = c\Phi U_{к} k_{п} \frac{1}{R_{я}} + V_{\omegaЛ}, \end{cases} \quad (4.6)$$

де $V_{\omegaЛ} = -(T_{\mu} \frac{dU_{п}}{dt} + c\Phi\omega) \frac{1}{R_{я}}$, $V_{\omegaЛ} = V_{\omegaЛ} - T_{я} \frac{dI_{я}}{dt} - M_c$ – збурення.

Ці збурення є невизначеними та обмеженими за величиною $V_{\omegaЛ} \leq V_{\omegaЛ}^0$, $V_{\omegaЛ} \leq V_{\omegaЛ}^0$. Рівні керуючих впливів є достатніми для їх компенсації $(U_{к} k_{п} / R_{я}) > V_{\omegaЛ}^0$, $(c\Phi U_{к} k_{п} / (R_{я})) > V_{\omegaЛ}^0$. Лінійна система третього порядку перетворюється в систему другого порядку, як і взаємозв'язана нелінійна система четвертого порядку.

Згідно до запропонованого методу закон керування записується безпосередньо по рівнянню об'єкта керування та диференціальному рівнянню, яким задається бажана якість керування координатою електромеханічної системи, а об'єкт керування представлений у вигляді лінійної системи

другого порядку, що видно з систем рівнянь (4.5) та (4.6), відповідно до методу декомпозиції для лінійної так взаємозв'язаної нелінійної системи.

Розробка законів керування здійснюється на прикладі відомої та поширеної лінійної системи підпорядкованого регулювання кутовою швидкістю ДПС з НЗ [116], яка зображена на рис. 4.2. Для простоти викладання матеріалу в системі прийняті одиничні зворотні зв'язки за кутовою швидкістю ω та струмом якоря I двигуна.

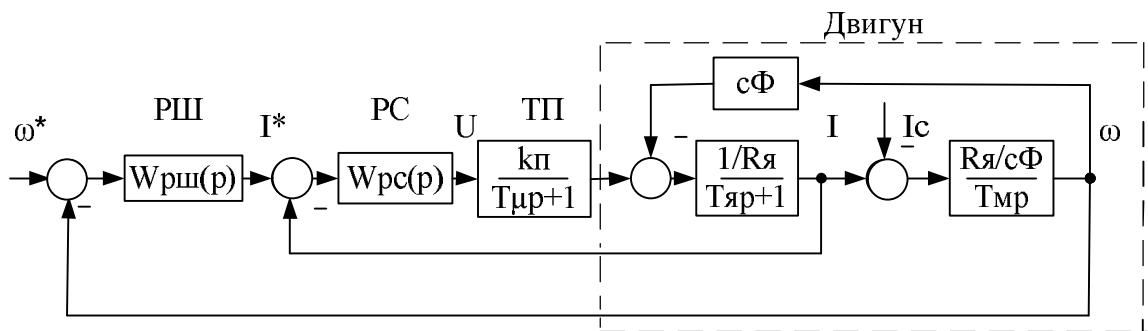


Рис. 4.2. Структурна схема електроприводу постійного струму

Як і для традиційної системи, синтез починається з внутрішнього контуру струму, який складається з регулятора струму РС, силового перетворювача ТП та ланки якорного кола двигуна, що представляється аперіодичною ланкою першого порядку. Об'єктом керування контуру струму є ланка якорного кола двигуна, яка при нехтуванні некомпенсованою сталою часу T_{μ} та дією ЕРС описується диференціальним рівнянням першого порядку

$$\dot{I}(t) + a_0 I(t) = b_0 u(t), \quad (4.7)$$

де $a_0 = 1/T_{\mu}$, $b_0 = k_{\mu}/(R_{\mu} T_{\mu})$.

Для об'єкту першого порядку (4.7) порядок рівняння бажаної якості керування струмом якоря також приймається рівним одиниці

$$\dot{z}(t) + \gamma_0 z(t) = \gamma_0 I^*(t), \quad (4.8)$$

де I^* – заданий струм,

з забезпеченням астатизму першого порядку та заданою добротністю по кутовій швидкості $D^3_{\omega} = \gamma_0$. За допомогою коефіцієнту $\gamma_0 = 3/t_{\text{пп}}$ задається необхідна тривалість аперіодичного, тобто без перегулювання, перехідного процесу $t_{\text{пп}}$ струму якоря.

Вимагається знайти таку керуючу функцію регулятора струму u , щоб якість керування струмом якоря I наближалась до бажаної, яка задається рівнянням (4.8). Ступінь наближення реального перехідного процесу до бажаного оцінюється функціоналом, що характеризує нормовану за індуктивністю енергію першої похідної струму якоря (магнітного поля)

$$G(u(t)) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{I}(t, u)]^2. \quad (4.9)$$

Мінімізація функціоналу за градієнтною схемою першого порядку здійснюється за наступною формулою

$$\frac{du(t)}{dt} = -\eta_i \frac{dG(u(t))}{du}, \quad (4.10)$$

де $\eta_i > 0$ – константа.

З урахуванням рівнянь (4.7) та (4.9) похідна функціоналу дорівнює

$$\frac{dG(u(t))}{du} = -b_0 (\dot{z}(t) - \dot{I}(t)). \quad (4.11)$$

Після підстановки (4.11) в (4.10) отримується закон керування струмом якоря

$$\dot{u}(t) = k_i (\dot{z}(t) - \dot{I}(t)), \quad (4.12)$$

де $k_i = b_0 \eta_i = \text{const}$ – коефіцієнт підсилення регулятора струму.

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціоналу (2.24) при

$t \rightarrow \infty$ виконується відповідно правила знаків

$$\text{sign}(k_i) = \text{sign}(b_0). \quad (4.13)$$

Зміна $\dot{z}(t)$ у законі керування (4.12) виконує роль заданої похідної струму якоря, яка визначається в реальному часі з рівняння бажаної якості (4.8) шляхом замикання в зворотнім зв'язком по струму $z=I$

$$\dot{z}(t) = \gamma_0(I^*(t) - I(t)). \quad (4.14)$$

Остаточно закон керування струмом якоря приймає вид після інтегрування обох частин (4.12) з врахуванням (4.14)

$$\begin{aligned} u(t) &= k_i(z(t) - I(t)) ; \\ z(t) &= \gamma_0 \int (I^*(t) - I(t)) dt. \end{aligned} \quad (4.15)$$

На основі рівняння (4.15) побудована структурна схема регулятора струму якоря, яка зображена на рис. 3.1. Як видно з рисунку, регулятор містить параметр бажаного закону керування γ_0 , за допомогою якого встановлюється необхідний час перехідного процесу струму якоря та не містить параметрів об'єкту керування, що характерно для традиційних законів.

Рівняння замкнутого контуру струму якоря

$$\ddot{I}(t) + (a_0 + b_0 k_i) \dot{I}(t) + b_0 k_i \gamma_0 I(t) = b_0 k_i \gamma_0 I^*(t) \quad (4.16)$$

отримане після підстановки у рівняння об'єкту (4.7) закону керування (4.15) показує, що замкнута система (4.16) є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта регулятора струму $k_i \rightarrow \infty$, так як відповідно до критерію Гурвіца коефіцієнти рівняння додатні

$$(a_0 + b_0 k_i) > 0, \quad b_0 k_i \gamma_0 > 0. \quad (4.17)$$

Зі збільшенням коефіцієнту підсилення регулятора динамічні процеси в контурі струму, які описуються рівнянням (4.16), наближаються до бажаних, заданим рівнянням (4.8), що очевидно, якщо всі члени рівняння (4.16) поділити на коефіцієнт b_0k_i при $k_i \rightarrow \infty$.

Важливою задачею являється визначення властивостей контуру струму при кінцевих значеннях коефіцієнта підсилення регулятора. Відповідно передаточній функції розімкненого контуру струму, яка отримується на основі (4.16)

$$W_{pI}(p) = \frac{b_0k_i\gamma_0}{p[p + (a_0 + b_0k_i)]} \quad (4.18)$$

струмовий контур володіє заданим астатизмом першого порядку та добротністю по швидкості, яка дорівнює

$$D_\omega = \frac{b_0k_i\gamma_0}{a_0 + b_0k_i} = \frac{\gamma_0}{a_0/b_0k_i + 1} = \frac{\gamma_0}{R_{я\Sigma}/k_nk_i + 1}. \quad (4.19)$$

Умовою забезпечення допустимої динамічної похибки струму якоря є співвимірність задана та реальна добротність $D_\omega = D_\omega^3$, що виконується при великому коефіцієнті підсилення регулятора струму k_i .

Мінімальне-допустиме значення коефіцієнту підсилення визначається з умови, відповідно до якої швидкодія контуру керуючої функції u повинна бути вище швидкодії контуру струму

$$k_{i(\min)} \geq \gamma_0 R_{я} T_{я} / k_n. \quad (4.20)$$

У контурі струму знаходиться мала постійна часу силового перетворювача T_{μ} , яка не враховувалась при синтезі законів керування. Оцінка впливу цієї неврахованої інерційності на динамічні властивості контуру струму здійснюється за допомогою рівняння замкнутої системи, яке отримане аналогічно (4.16)

$$T_{\mu}\ddot{I}(t) + (1 + a_0 T_{\mu})\dot{I}(t) + (a_0 + b_0 k_i)I(t) + b_0 k_i \gamma_0 I(t) = b_0 k_i \gamma_0 I^*(t). \quad (4.20)$$

Відповідно до критерію Гурвіца для стійкості контуру струму вимагається виконання наступної умови

$$(1 + a_0 T_{\mu})(a_0 + b_0 k_i) > T_{\mu} b_0 k_i \gamma_0 \quad (4.21)$$

яке в наслідок граничного переходу перетворюється в нерівність

$$\gamma_0 < \frac{T_{\text{я}} + T_{\mu}}{T_{\text{я}} T_{\mu}}. \quad (4.22)$$

Таким чином, наявність в контурі малої сталої часу обмежує максимальне-допустиму бажану швидкодію контуру струму, що задається коефіцієнтом γ_0 .

Недоліком регулятора струму якоря, який зображений на рис. 3.1, є необхідність встановлення великого коефіцієнту підсилення k_i , що вимагається для досягнення заданої добротності $D_{\omega}^3 = \gamma_0$. Цей недолік усувається, якщо синтезувати закон керування на основі рівняння бажаної якості, порядок якого на одиницю вище порядку рівняння об'єкту (4.7)

$$\ddot{z}(t) + \gamma_1 \dot{z}(t) + \gamma_0 z(t) = \gamma_0 I^*(t). \quad (4.23)$$

Застосовуючи вище викладену методику, отримується наступний закон керування струмом якоря

$$\begin{aligned} u(t) &= k[z(t) - I(t)]; \\ z(t) &= \int f_0(t) dt; \\ f_0(t) &= \gamma_0 \int (I^*(t) - I(t)) dt - \gamma_1 I(t). \end{aligned} \quad (4.24)$$

По рівнянням (4.24) побудована структурна схема регулятора струму якоря, що представлена на рис. 3.2.

З передавальної функції розімкнутого контуру струму для даного закону керування

$$W_{pI}(p) = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{p[p^2 + (a_0 + b_0 k_i)p + b_0 k_i \gamma_1]} \quad (4.25)$$

видно, що контур струму володіє заданим астатизмом першого порядку та добротністю по швидкості, яка дорівнює заданій

$$D_\omega = D_\omega^3 = \frac{\gamma_0}{\gamma_1}. \quad (4.26)$$

Це забезпечує допустиму динамічну похибку струму якоря при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_i .

Контур кутової швидкості складається з оптимізованого внутрішнього контуру струму якоря та інтегруючої ланки, яка представляє механічну частину електроприводу. На вхід контуру поступає сигнал завдання кутової швидкості ω^* . В контурі присутнє збурення I_c , яке обумовлене дією статичного навантаження. При розробці закону керування регулятора кутової швидкості нехтується інерційність оптимізованого контуру струму, яка з деяким допущенням може бути охарактеризована коефіцієнтом γ_0 бажаного рівняння замкнутого контуру струму (4.8). Після таких припущень об'єкт керування регулятора кутової швидкості описується наступним диференціальним рівнянням першого порядку

$$\dot{\omega}(t) = b_{0\omega} I^*(t), \quad (4.27)$$

де $b_{0\omega} = R_{я} / (T_M c \Phi)$.

Для об'єкту першого порядку (4.27) порядок рівняння бажаної якості керування кутовою швидкості також дорівнює одиниці з забезпеченням астатизму першого порядку та заданою добротністю по швидкості $D_\omega^3 = \alpha_0$

$$\dot{z}(t) + \alpha_0 z(t) = \alpha_0 \omega^*(t). \quad (4.28)$$

Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється

функціоналом, який характеризує нормовану за моментом інерції енергію прискорення

$$G(I^*(t)) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, I^*)]^2. \quad (4.29)$$

Мінімізація функціонала, як і для контуру струму, здійснюється по градієнтному закону першого порядку

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -\eta_\omega \frac{dG(I^*(t))}{dI^*}, \quad (4.30)$$

де $\eta_\omega > 0$ – константа.

З урахуванням (4.27) та (4.29) похідна функціоналу дорівнює

$$\frac{dG(I^*(t))}{dI^*} = -b_{0\omega} (\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t)), \quad (4.31)$$

Після підстановки (4.31) в (4.30) визначається закон керування кутовою швидкістю

$$\dot{I}^*(t) = k_\omega (\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t)), \quad (4.32)$$

де $k_\omega = b_0 \eta_\omega = const$ – коефіцієнт підсилення регулятора кутової швидкості.

Змінна $\dot{z}(t)$ в законі керування (4.32) виконує роль необхідного прискорення, яка визначається в реальному часі з рівняння бажаної якості (4.28) шляхом замикання зворотним зв'язком за кутовою швидкістю $z = \omega$

$$\dot{z}(t) = \alpha_0 (\omega^*(t) - \omega(t)), \quad (4.33)$$

Остаточно закон керування кутовою швидкістю приймає наступний вигляд після інтегрування обох частин рівняння (4.32) з врахуванням (4.33)

$$\begin{aligned} I^*(t) &= k_\omega (z(t) - \omega(t)); \\ z(t) &= \alpha_0 \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt. \end{aligned} \quad (4.34)$$

На основі рівняння (4.34) побудована структурна схема регулятора кутової швидкості, що зображена на рис. 3.3.

Зі збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора кутової швидкості динамічні процеси в контурі наближуються до бажаних, що задаються рівнянням (4.28). Система відповідно до критерію Гурвіца є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення регулятора кутової швидкості $k_\omega \rightarrow \infty$, що видно з рівняння замкнутого контуру кутової швидкості

$$\ddot{\omega}(t) + b_{0\omega} k_\omega \dot{\omega}(t) + b_{0\omega} k_\omega \alpha_0 \omega(t) = b_{0\omega} k_\omega \alpha_0 \omega^*(t). \quad (4.35)$$

Передаточна функція розімкнутого контуру кутової швидкості

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_\omega \alpha_0}{p(p + b_{0\omega} k_\omega)} \quad (4.36)$$

показує, що система володіє заданим астатизмом першого порядку та заданою добротністю по швидкості, що дорівнює $D_\omega = D_\omega^3 = \alpha_0$ при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_ω . Оцінка впливу неврахованої при синтезі інерційності контуру струму на динамічні властивості контуру кутової швидкості здійснюється за характеристичним рівнянням замкнутої системи

$$T_I T_0 p^3 + T_0 p^2 + k_\omega p + k_\omega \alpha_0 = 0, \quad (4.37)$$

де $T_I = 1/\gamma_0$, $T_0 = 1/b_{0\omega} = T_M c\Phi/R_\pi$ – стала часу бажаного контуру струму та об'єкту керування кутовою швидкістю.

Відповідно до (4.37) для стійкості контуру кутової швидкості вимагається виконання наступної умови $T_0 k_\omega > T_I T_0 k_\omega \alpha_0$, яка перетворюється в нерівність $\alpha_0 < \gamma_0$. Таким чином, інерційність контуру струму обмежує бажану швидкодію контуру кутової швидкості.

Зображений на рис. 3.3 регулятор кутової швидкості забезпечує астатизм першого порядку. Якщо по технологічним умовам вимагається

астатизм другого порядку, то закон керування кутовою швидкістю синтезується по рівнянню бажаної якості, порядок якого на одиницю вище порядку рівняння об'єкту (4.27) та дорівнює двом

$$\ddot{z}(t) + \alpha_1 \dot{z}(t) + \alpha_0 z(t) = \alpha_1 \dot{\omega}^*(t) + \alpha_0 \omega^*(t). \quad (4.38)$$

В результаті закон керування кутовою швидкістю приймає наступний вигляд

$$\begin{aligned} I^*(t) &= k_\omega [z(t) - \omega(t)]; \\ z(t) &= \int f_0(t) dt; \\ f_0(t) &= \alpha_0 \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt + \alpha_1 (\omega^*(t) - \omega(t)). \end{aligned} \quad (4.39)$$

Структурна схема регулятора кутової швидкості, яка побудована по рівнянням (4.39), представлена на рис. 3.4. Цей регулятор також містить тільки параметри бажаного закону керування α_0 , α_1 , за допомогою яких встановлюється необхідний вид, перегулювання та час перехідного процесу кутової швидкості.

З передаточної функції розімкнутого контуру кутової швидкості для закону керування (4.39)

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_\omega \alpha_1 p + b_{0\omega} k_\omega \alpha_0}{p^2 [p + b_{0\omega} k_\omega]} \quad (4.40)$$

видно, що контур володіє заданим астатизмом другого порядку та добротністю за прискоренням, яке дорівнює заданій $D_\omega = D_\omega^3 = \alpha_0$.

Для дослідження властивостей розроблених регуляторів струму, швидкості та положення створені моделі, що знаходяться в Додатку Б. Проведено дослідження якості керування наступних систем електропривода:

- 1) системи підпорядкованого регулювання без врахування обмеження регульованих координат;
- 2) системи підпорядкованого керування на основі концепції зворотних

задач динаміки при обмеженні регульованих координат;

3) автоматичних систем керування високої динамічної точності на основі концепції зворотних задач динаміки.

Дослідження представлених СПР кутовою швидкістю проведено шляхом моделювання при дії параметричного збурення у вигляді зменшення коефіцієнту кола збудження cF , збільшення та зменшення вдвоє активного електричного опору обмотки якоря $R_{\text{я}}$ та моменту інерції J в рівняннях моделі ДПС з НЗ. Порівняльний аналіз виконаний при заданих значеннях кутової швидкості якоря та заздалегідь заданою варіацією активного опору якоря в рівняннях моделі. В дослідженні використаний ДПС з НЗ, параметри яких наведені в табл. В.5. Силовий перетворювач характеризується коефіцієнтом передачі $k_{\text{пр}}=23$ та сталою часу $T_{\mu}=0,01$ с.

4.2 Система підпорядкованого регулювання швидкості на основі концепції зворотної задачі динаміки

Система підпорядкованого регулювання швидкості двигуна постійного струму з незалежним збудженням має структуру, зображену на рис 4.1. Регулятори реалізують закони керування представлені в підрозділі 4.1. Проведено шляхом моделювання дослідження якості СПР з даними законами керування на основі КЗЗД в порівнянні з традиційними законами. Структурні схеми моделей відповідних СПР кутової швидкості ДПС з НЗ представлені на рис. Б.2.1 – рис. Б.2.6. Паспортні дані ДПС з НЗ наведені в табл. В.5.

Регулятори струму та кутової швидкості на основі КЗЗД мають функціональні схеми, що зображені на рис. 3.1 та рис. 3.3 відповідно. Параметри регуляторів дорівнюють: $\gamma_0=100$, $k_i=50$, $\alpha_0=9$, $k_{\omega}=80$. Коефіцієнти підсилення регуляторів визначають ступінь наближення реальних процесів до бажаних та визначаються допустимими динамічними похибками за технічними умовами роботи системи.

Регулятори, що настроєні на модульний та симетричний оптимум, при

традиційних законах керування мають наступні коефіцієнти:

- регулятор струму якоря РС: пропорційна складова – $k_{pi} = 0,132$; інтегральна складова – $k_{pii} = 15,163$.

- регулятор кутової ротору швидкості РШ: пропорційна складова – $k_{pw} = 11,403$; інтегральна складова – $k_{piw} = 142,539$.

При дослідженні застосовується наступна послідовність керування ДПС з НЗ:

1) в початковий момент часу $t=0$ (с) завдання кутової швидкості задається у вигляді ступінчатої функції, яка дорівнює $U_{завд\omega} = 10$ В ($\omega^* = 104,72$ рад/с);

2) в момент часу $t=2$ (с) до валу двигуна прикладається стрибком постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження наведені на рис. 4.3.

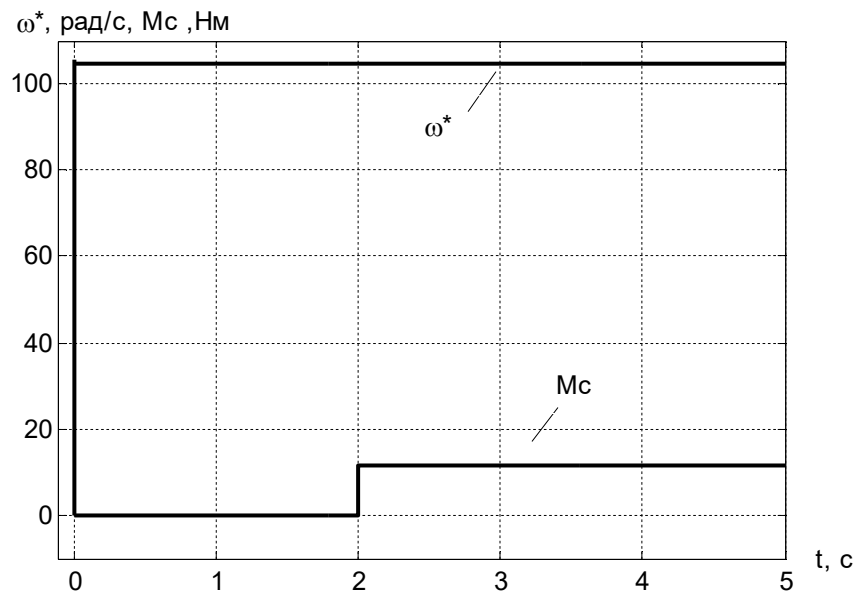


Рис. 4.3. Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження

На рис. 4.4 представлено графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості запропонованих систем з синтезованими алгоритмами керування а) на основі КЗЗД та б) при налаштуванні модульний та симетричний

оптимум відповідно. Суцільною лінією показано перехідні процеси механічних координат при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних та координатних збурень, а саме: при зменшеному у 2 рази коефіцієнті кола збудження двигуна, збільшеному удвоє активному електричному опорі якоря та моменті інерції.

Показники якості систем керування кутової швидкістю наведено в табл. 4.1, де позначено: ПІ – традиційний пропорційно-інтегральний регулятор; З – розроблений регулятор з запропонованою структурою; (зб.) – вплив параметричних та координатних збурень; t_n – час наростання; t_p – час регулювання при 2%; σ – перерегулювання; μ – коливальність; t_k – час компенсування та $\Delta\omega_{max}$ – максимальне відхилення кутової швидкості.

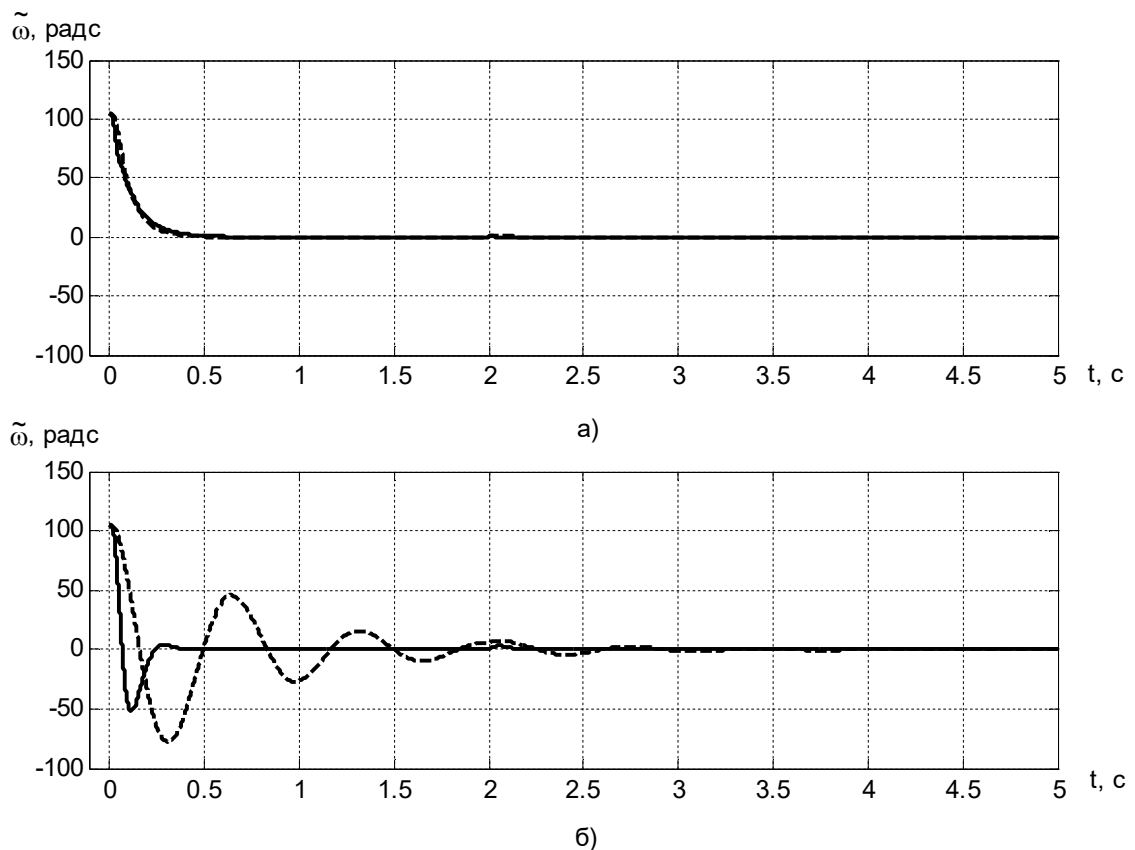


Рис. 4.4. Графіки похибок кутової швидкості

Таблиця 4.1 - Показники якості систем підпорядкованого регулювання кутової швидкості

Регулятор	$t_{н\ddot{c}}$, с	$t_{р\ddot{c}}$, с	σ , %	μ , %	Навантаження	
					$t_{к\ddot{c}}$, с	$\Delta\omega_{max}$, рад/с
ПІ	0,066	0,348	49,85	7,28	0,168	3,22
З	0,238	0,418	0	без коливань	0,094	0,82
ПІ (зб.)	0,157	2,807	73,79	59,08	1,933	4,4
З (зб.)	0,183	0,356	0	без коливань	0,18	0,98

Для порівняння енергетичних характеристик запропонованих систем керування виведені графіки перехідних процесів електричних координат та активної потужності ДПС з НЗ, які представлені на рис. 4.5.

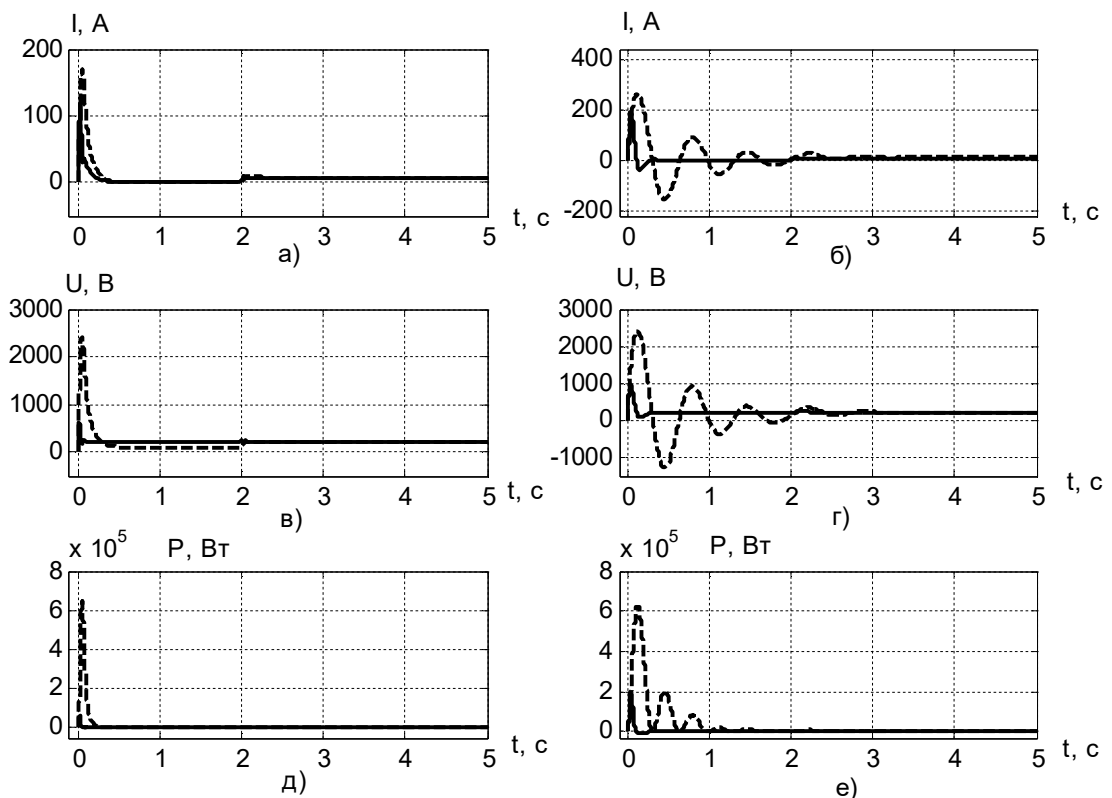


Рис. 4.5. Графіки перехідних процесів електричних координат та активної потужності ДПС з НЗ

Як видно з графіків рис. 4.4 – рис. 4.5 та табл. 4.1 система з

традиційними законами керування більш чутлива до параметричних та координатних збурень.

Також проведено дослідження підпорядкованих систем під час лінійно зростаючого завдання кутової швидкості та при дії параметричних збурення, а саме:

дворазового збільшення моменту інерції J_s ;

збільшеного та зменшеного у 2 рази активного опору якоря $R_{я}$;

при зменшеному коефіцієнті кола збудження ($cF/2$) в рівняннях моделі ДПС з НЗ.

Синтезовані регулятори на основі КЗЗД мають структурні схеми, що зображені на рис. 3.1 та рис. 3.4 відповідно.

коефіцієнти регуляторів є наступними:

- регулятор струму якоря РС: $\gamma_0=100$, $k_i=50$;
- регулятор кутової швидкості РШ: $\alpha_0=300$, $\alpha_1=30$, $k_\omega=50$.

Значення коефіцієнтів регуляторів з традиційними законами керування наведені вище.

Дослідження проводилось за наступною послідовністю:

- 1) за час 1 (с) двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 104,72 (рад/с) з першою похідною, рівною 104,72 (рад/с²);
- 2) в момент часу $t=2$ (с) до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

Задані траєкторії кутової швидкості валу двигуна та стрибкоподібного моменту навантаження зображені на рис. 4.6. Графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості СПР з синтезованими законами керування а) на основі КЗЗД та б) при налаштуванні модульній та симетричний оптимум відповідно представлені на рис. 4.7. Суцільною лінією показано перехідні процеси механічних координат при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних збурень, а саме: при збільшеному у 2 рази моменті інерції.

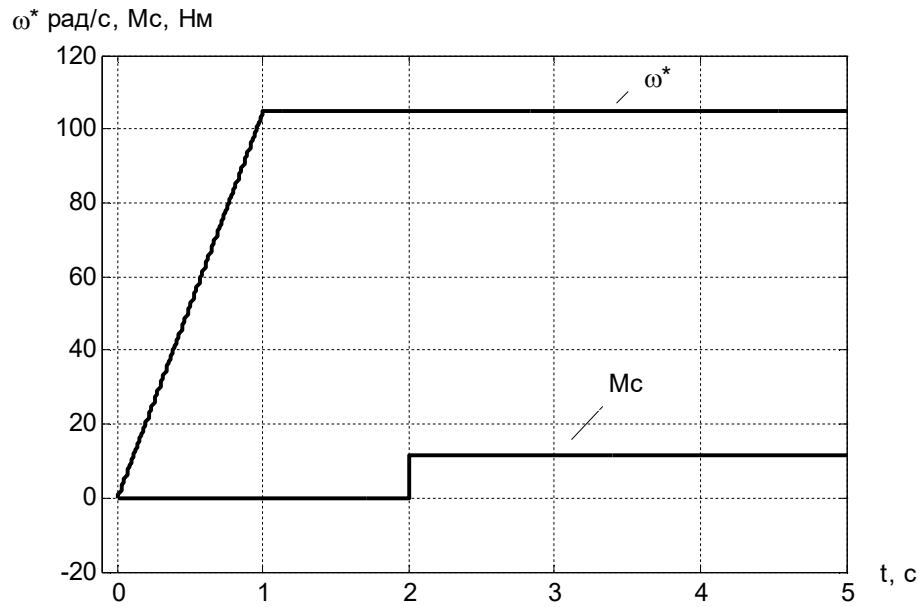


Рис. 4.6. Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження

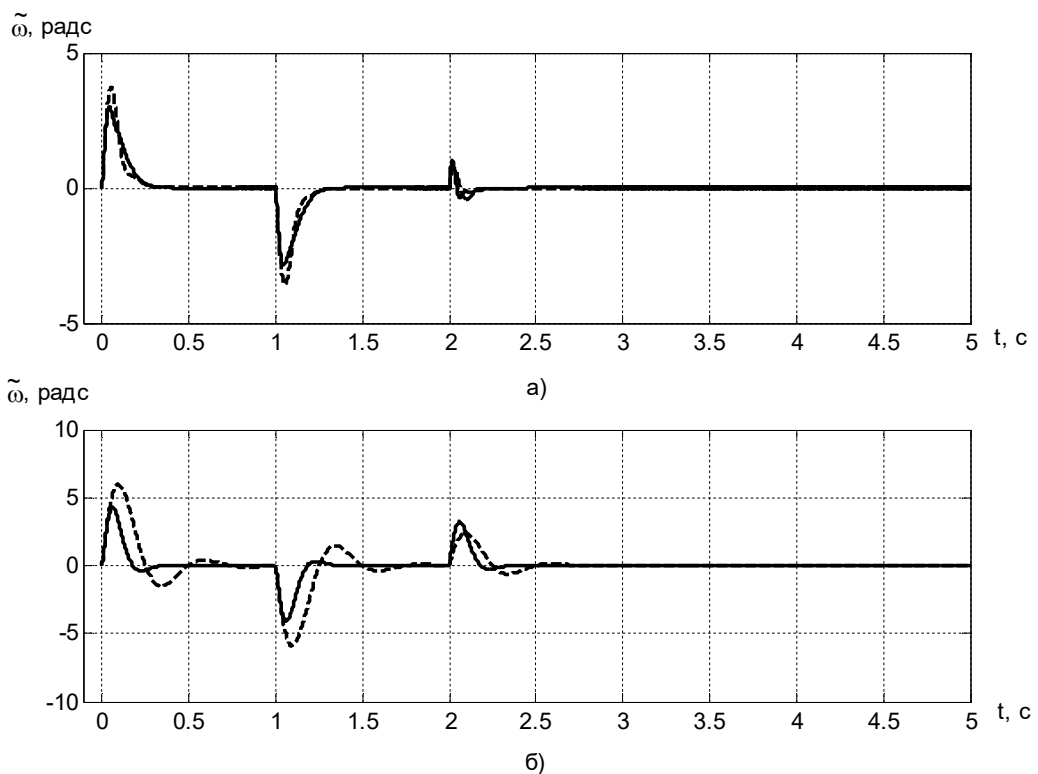


Рис. 4.7. Графіки похибок кутової швидкості при збільшеному вдвоє моменті інерції

Показники якості систем керування кутової швидкістю при варіації

моменту інерції двигуна $2J_s$ наведено в табл. 4.2. Графіки перехідних процесів електричних координат та активної потужності ДПС зображені на рис. 4.8.

Таблиця 4.2 - Показники якості керування кутовою швидкістю ДПС при варіації J_s

Регулятор	Показники керування при ω_n		
	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с	час компенсації t_k , с	max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с
ПІ	4,3	0,265	3,24
З	3	0,078	1,01
ПІ (зб.)	6	0,454	2,41
З (зб.)	3,72	0,137	0,75

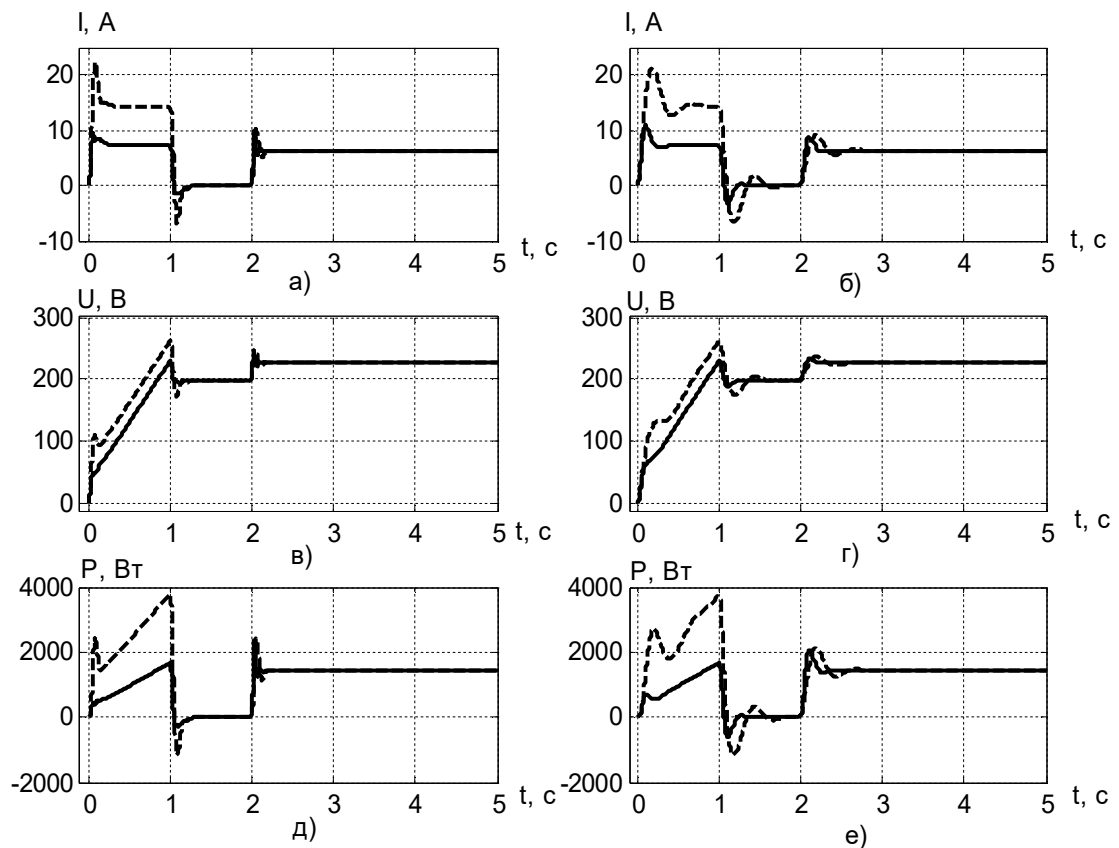


Рис. 4.8. Графіки перехідних процесів електричних координат та активної потужності при збільшеному вдвоє моменті інерції двигуна

Як видно з рис. 4.7 та рис. 4.8, зростання вдвоє моменту інерції J_s електропривода призводить до збільшення тривалості перехідних процесів та миттєвого значення струму якоря двигуна під час пуску та накидання номінального навантаження при використанні традиційних ПІ-регуляторів.

На рис. 4.9 представлено графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості систем підпорядкованого керування з синтезованими законами керування а) на основі КЗЗД та б) при налаштуванні модульний та симетричний оптимум відповідно. Суцільною лінією показано перехідні процеси механічних координат при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних та координатних збурень, а саме: при зменшеному коефіцієнті кола збудження ($c\Phi/2$) двигуна.

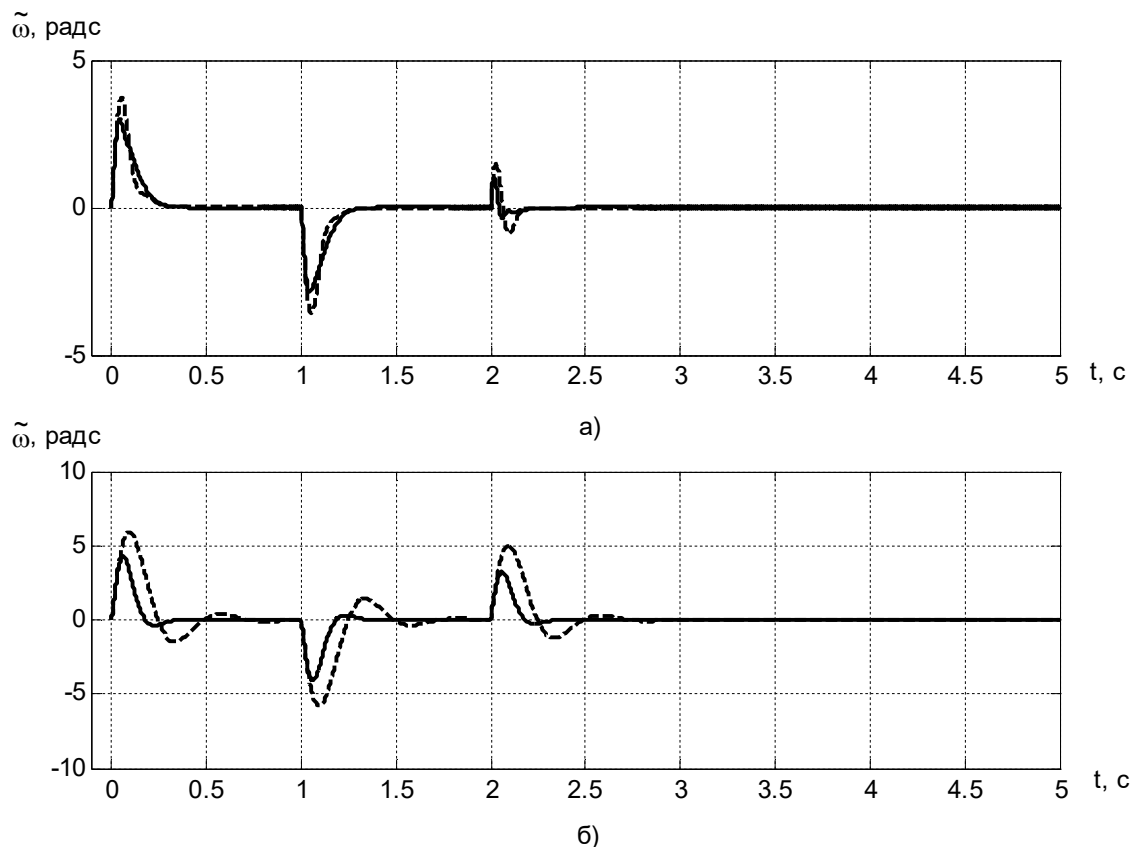


Рис. 4.9. Графіки похибок кутової швидкості при зменшеному вдвоє коефіцієнті кола збудження двигуна

Показники якості систем керування кутовою швидкістю при варіації коефіцієнту кола збудження двигуна $c\Phi/2$ наведено в табл. 4.3. Перехідні процеси електричних координат та активної потужності при зменшеному коефіцієнті кола збудження двигуна представлені на рис. 4.10.

Таблиця 4.3 - Показники якості керування кутовою швидкістю ДПС при варіації $c\Phi$

Регулятор	Показники керування при ω_n		
	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с	час компенсації t_k , с	max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с
ПІ	4,3	0,265	3,24
З	3	0,078	1,01
ПІ (зб.)	5,94	0,65	4,95
З (зб.)	3,72	0,152	1,5

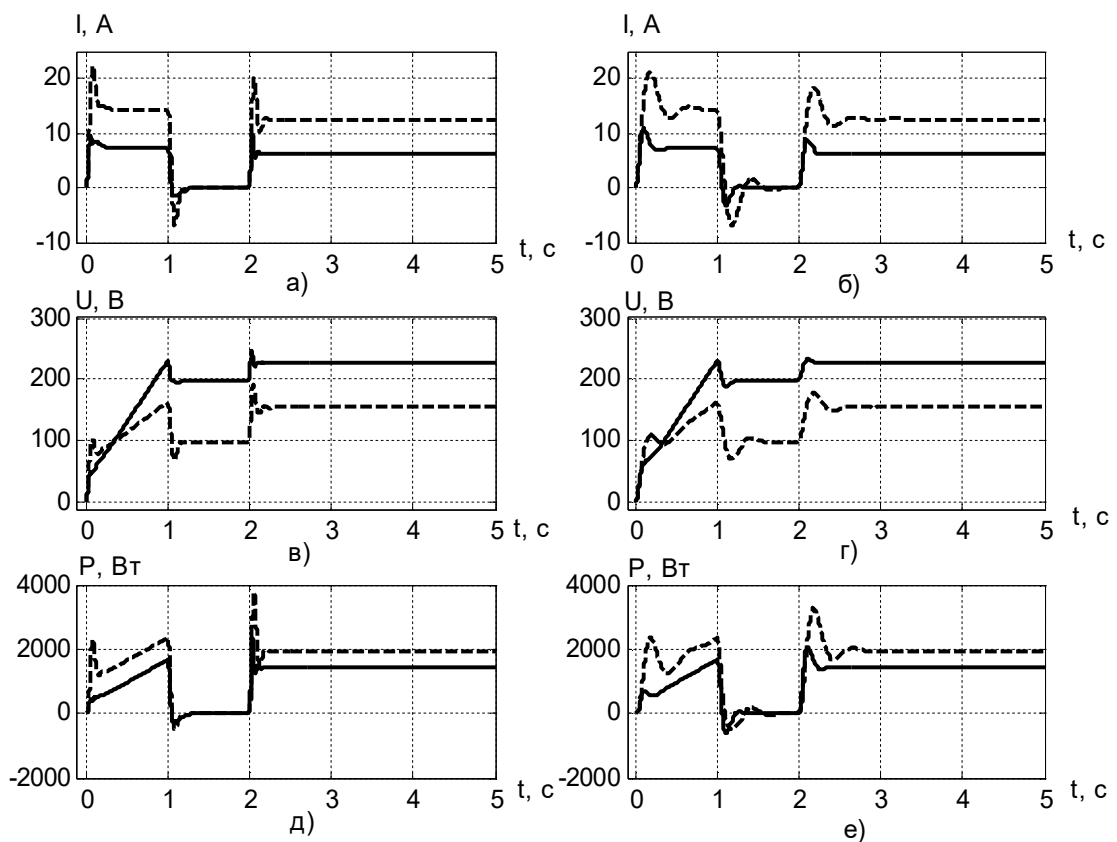


Рис. 4.10. Графіки перехідних процесів електричних координат активної потужності при зменшеному вдвоє коефіцієнті кола збудження двигуна

На рис. 4.11 представлено похибки кутової швидкості для трьох значень активного опору обмотки якоря: паспортного опору приведенного до температури $75\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($R_{я75}$); вдвічі меншого за $R_{я75}$; вдвічі більшого за $R_{я75}$ при використанні традиційних законів б) та законів керування синтезованих на основі $K33Д$ а). Суцільною лінією зображено перехідні процеси похибки кутової швидкості при номінальних параметрах об'єкту керування, штриховою лінією – під час дії параметричних збурень (при збільшенні активного опору якоря у 2 рази від номінального), а пунктирною лінією – під час дії параметричних збурень (при зменшенні активного опору якоря у 2 рази від номінального).

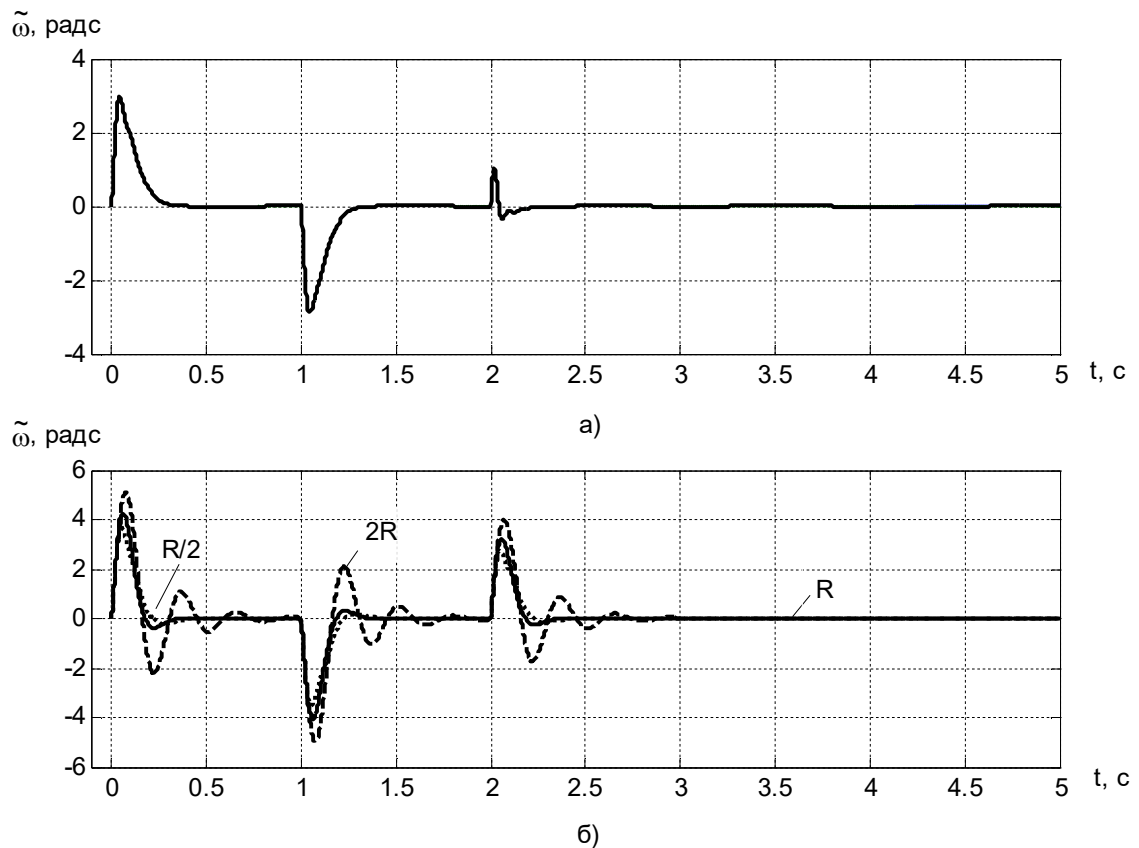


Рис. 4.11. Графіки похибок кутової швидкості ДПС з НЗ при різних значеннях активного опору якоря двигуна

Перехідні процеси електричних координат та активної потужності при різних значеннях активного опору якоря представлені на рис. 4.12.

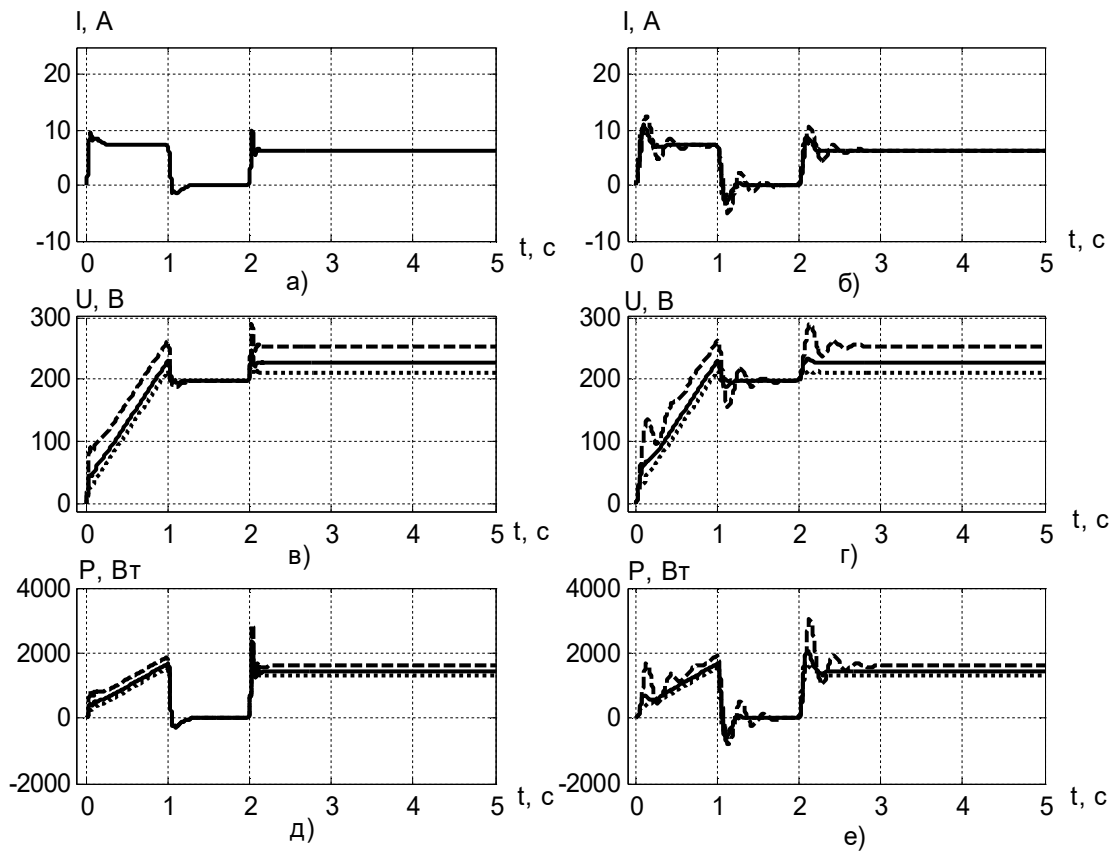


Рис. 4.12. Графіки перехідних процесів електричних координат активної потужності при різних значеннях активного опору якоря двигуна

Показники якості систем керування кутової швидкістю при варіації активного опору якоря ДПС наведено в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 - Показники якості керування кутовою швидкістю ДПС при варіації активного опору якоря

R _я , Ом	Показники керування при ω_n					
	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження			
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с		час компенсації t_k , с		max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с	
	З	ПІ	З	ПІ	З	ПІ
1,964	3	3,77	0,078	0,2	1,01	2,72
<u>3,928</u>	3	4,3	0,078	0,265	1,01	3,24
7,857	3	5,08	0,078	0,66	1,01	4,02

Вплив параметричних та координатних збурень на динамічні та статичні показники вимагає від системи керування слабкої чутливості до цих збурень. Вказані проблеми електропривода можна вирішити за допомогою наступних методів, а саме: релейні чи згладжені методи зі змінною структурою, з великими коефіцієнтами підсилення, комбіновані методи із спостерігачами невизначеності та методи на основі КЗЗД. Проте закони керування на основі КЗЗД з МЛФ мають деякі особливості: при синтезі не використовується детальна математична модель, немає необхідності мати повну інформацію про параметри об'єкту керування [117]. Синтез проводиться по класичним моделям в формі рівнянь Ньютона, Лагранжа та Ейлера [65]. На рис. 4.13 зображено систему підпорядкованого керування швидкості на основі концепції зворотних задач динаміки при обмеженні регулюючих координат.

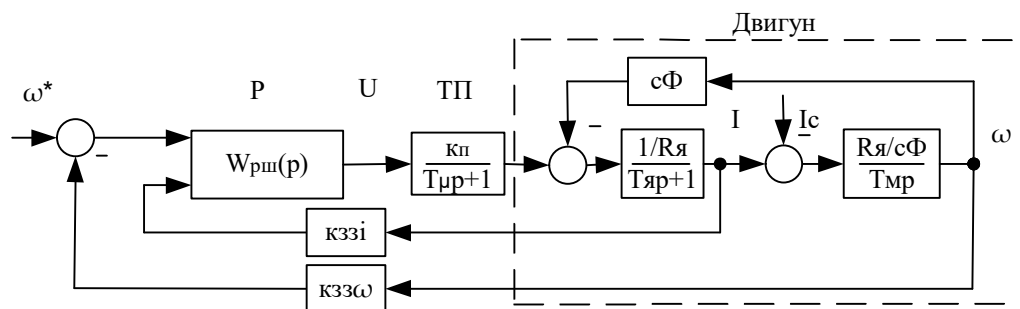


Рис. 4.13. Структурна схема електропривода при обмеженні регулюючих координат

За лінійними моделями ДПС з НЗ та тиристорного перетворювача проводиться синтез закону керування кутовою швидкістю двигуна. Двигун та силовий перетворювач, як об'єкт керування при нехтуванні дією ЕРС та пониженні розрахункового порядку в результаті малості добутку сталих часу, описується передаточною функцією другого порядку

$$W_{\omega\omega}(p) = \frac{k_{\Pi}/cF}{(T_M)(T_{\mu} + T_{\gamma})p^2 + T_{M\gamma}}. \quad (4.41)$$

Для забезпечення контуру кутової швидкості астатизму другого порядку за керуючою дією диференціальне рівняння, яким задається бажана якість, вибирається також другого порядку та має вигляд як і рівняння (4.38). Стійкість замкнутого контуру кутової швидкості відповідно до критерію Гурвіца забезпечується додатними коефіцієнтами рівняння $\alpha_0 > 0$; $\alpha_1 > 0$.

Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану за моментом інерції енергію другої похідної швидкості

$$G(u(t)) = \frac{1}{2} [\ddot{z}(t) - \ddot{\omega}(t, u)]^2. \quad (4.42)$$

Мінімізація функціоналу здійснюється за градієнтною схемою першого порядку (А.4). Після чого закон керування приймає вигляд

$$u(t) = k_{\omega} (\dot{z}(t) - I(t)), \quad \dot{z}(t) = \alpha_0 \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt + \alpha_1 (\omega^*(t) - \omega(t)), \quad (4.43)$$

де k_{ω} – коефіцієнт підсилення регулятора;

I – струм якоря.

Рівняння замкнутого контуру має наступний вигляд

$$\begin{aligned} (T_M)(T_{\mu} + T_{\text{я}})\ddot{\omega}(t) + (T_M + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega})\dot{\omega}(t) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 \dot{\omega}(t) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0 \omega(t) = \\ = \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0 \omega^*(t) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 \dot{\omega}^*(t). \end{aligned} \quad (4.44)$$

З передаточної функції розімкнутого контуру для даного закону

$$W_r(p) = \frac{\frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 p + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0}{p^2 [p[(T_M)(T_{\mu} + T_{\text{я}})] + (T_M + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega})]} \quad (4.45)$$

видно, що контур має заданий астатизм другого порядку та добротністю по прискоренню, яка дорівнює заданій

$$D_{\varepsilon} = \frac{\frac{k_n}{cF} k_{\omega} \alpha_0}{T_M + \frac{k_n}{cF} k_{\omega}} \approx D_{\varepsilon}^3 = \alpha_0 \quad (4.46)$$

де $\frac{T_M cF}{k_n k_{\omega}} = 0,0063 \ll 1$.

Це забезпечує допустиму динамічну похибку при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k .

Дослідження представленої системи підпорядкованого регулювання кутовою швидкістю ДПС з НЗ проведено шляхом математичного моделювання. Структурна схема моделі представлена на рис. Б.2.8. Паспортні данні двигуна типу МІ-42 наведені в табл. В.5. Загальний (сумарний) приведений до валу двигуна момент інерції системи дорівнює $J_s=2J$. Параметри запропонованого регулятора кутової швидкості дорівнюють $\alpha_0=243$, $\alpha_1=27$, $k=7$.

Традиційні ПІ-регулятори струму та швидкості, що налаштовані на модульний і симетричний модулі відповідно, мають параметри які наведені раніше у розділі.

Таблиця 4.5 - Показники якості систем підпорядкованого регулювання кутової швидкості

Регулятор	t_n , с	t_p , с	σ , %	μ , %	Навантаження	
					t_k , с	$\Delta\omega_{max}$, рад/с
ПІ	0,562	0,731	6,39	8,1	0,391	3,24
З	0,549	0,635	2,51	без коливань	0,228	1,321
ПІ (збурення)	1,519	2,037	5,46	54,63	1,745	3,68
З (збурення)	1,597	1,722	2,21	4,1	0,285	1,647

Під час виконання дослідження використовувався стандартний тест, який включав відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості (ω_n) з

наступним накиданням ($t=5$ с) та скиданням ($t=8$ с) номінального навантаження. З метою порівняння динамічних характеристик, кожний з тестів проводиться для двох СПР: традиційної та на основі КЗЗД з МЛФ. Показники якості систем керування швидкістю наведено в табл. 4.5.

На рис. 4.14 представлено графіки перехідних процесів струму, напруги, активної потужності та кутової швидкості запропонованих систем.

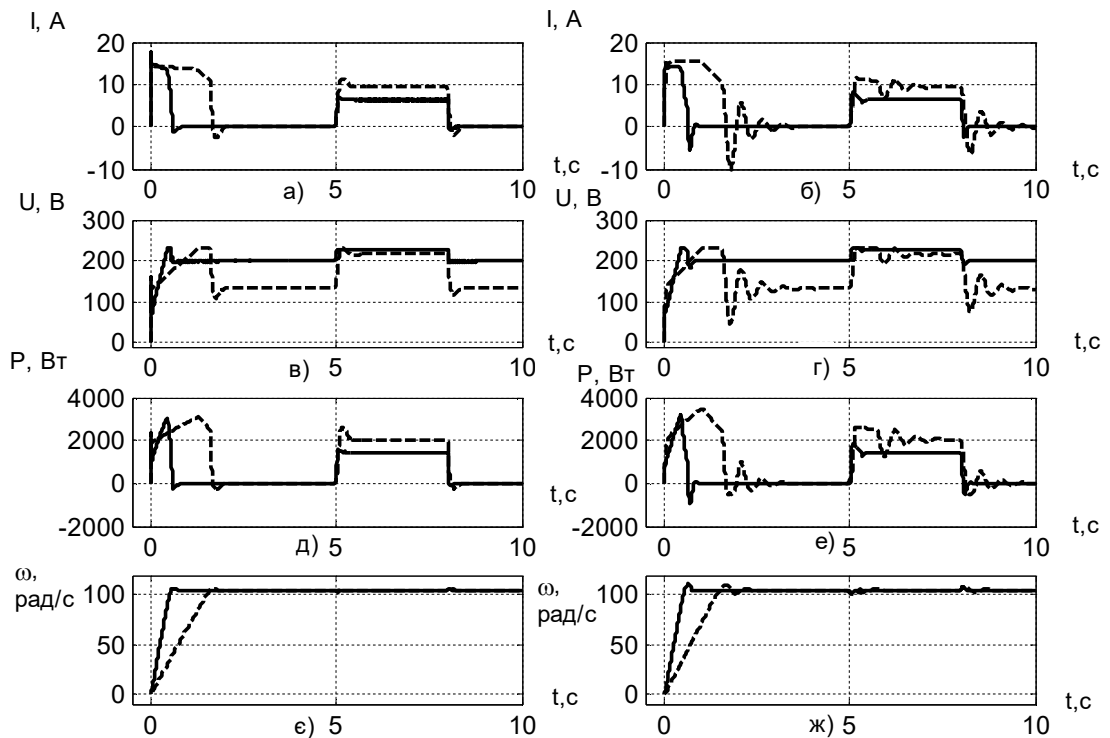


Рис. 4.14. Графіки перехідних процесів електромеханічних координат підпорядкованої системи керування

Суцільною лінією показано перехідні процеси електромеханічних координат при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних та координатних збурень, а саме: при зменшеному у 1,5 рази коефіцієнті кола збудження двигуна, збільшеному удвоє активному електричному опорі якоря та сумарному моменту інерції $2J_s$.

Графіки на рис. 4.14 та табл. 4.5 показують, що система з традиційними законами керування більш чутлива до параметричних та координатних

збурень та має гірші показники якості відпрацювання системою завдання та компенсації зміни навантаження.

4.3 Система підпорядкованого регулювання швидкості з високою динамічною точністю

Автоматичні системи з високою динамічною точністю відносяться до класу систем, функціональне призначення яких полягає в стабілізації прогнаних траєкторій руху.

В якості об'єкту керування розглядається ДПС з НЗ, який живиться від тиристорного перетворювача напруги. Математична модель об'єкта керування описується наступними рівняннями

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\mu} \frac{dU_{\pi}}{dt} + U_{\pi} = U_{\kappa} k_{\pi}; \\ I_{\text{я}} + T_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = \frac{1}{R_{\text{я}}} (U_{\pi} - E); \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - M_{\text{с}}; \\ E = c\Phi\omega; \\ M = c\Phi I. \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Бажана якість керування замкнутого контуру кутової швидкості задається диференціальним рівнянням третього порядку з астатизмом другого порядку

$$\ddot{z}(t) + \alpha_2 \dot{z}(t) + \alpha_1 z(t) + \alpha_0 z(t) = \beta_0 x^*(t) + \beta_1 \dot{x}^*(t). \quad (4.48)$$

Стійкість замкнутого контуру кутової швидкості відповідно до критерію Гурвіца забезпечується додатними коефіцієнтами рівняння $\alpha_0 > 0$, $\alpha_1 > 0$, $\alpha_2 > 0$ та $\alpha_1 \alpha_2 > \alpha_0$.

Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється

наступним функціоналом

$$G(u(t)) = \frac{1}{2}[\ddot{z}(t) - \ddot{\omega}(t, u)]^2 \quad (4.49)$$

Мінімізація функціоналу здійснюється за градієнтною схемою першого порядку (А.4). Після чого закон керування кутовою швидкістю приймає вигляд

$$\begin{aligned} u(t) &= k(\dot{z}(t) - U_{\Pi}(t)); \\ \dot{z} &= \alpha_0 \int (\omega^*(t) - \omega(t)) dt + \alpha_1 (\omega^*(t) - \omega(t)) - \alpha_2 I_{\text{я}}(t), \end{aligned} \quad (4.50)$$

де k_{ω} – коефіцієнт підсилення регулятора;

$I_{\text{я}}$ – струм якоря;

U_{Π} – вихідна напруга перетворювача.

Рівняння замкнутого контуру при нехтуванні дією ЕРС має наступний вигляд

$$\begin{aligned} T_{\text{м}} T_{\mu} T_{\text{я}} \omega^{(4)}(t) + ((T_{\text{м}})(T_{\mu} + T_{\text{я}}) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega}) \ddot{\omega}(t) + (T_{\text{м}} + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_2) \dot{\omega}(t) + \dots \\ \dots + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 \dot{\omega}(t) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0 \omega(t) = \\ = \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0 \omega^*(t) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 \dot{\omega}^*(t). \end{aligned} \quad (4.51)$$

З передаточної функції розімкнутого контуру для даного закону керування

$$W_r(p) = \frac{\frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_1 p + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0}{p^2 [p^2 T_{\text{м}} T_{\mu} T_{\text{я}} + p((T_{\text{м}})(T_{\mu} + T_{\text{я}}) + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega}) + (T_{\text{м}} + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_2)]} \quad (4.52)$$

з врахуванням приблизного значення коефіцієнту k_{ω} для об'єкту керування (4.48)

$$k_{\omega} = \frac{5\omega_3}{\frac{k_{\Pi}}{cF}} = \frac{5 \cdot 1,14}{12,1} \approx 0,5 \quad (4.53)$$

де ω_3 – частота зрізу бажаної системи у розімкненому стані.

видно, що контур має заданий астатизм другого порядку та добротністю по прискоренню, яка дорівнює заданій

$$D_{\varepsilon} = \frac{\frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_0}{T_M + \frac{k_{\Pi}}{cF} k_{\omega} \alpha_2} \approx D_{\varepsilon}^3 = \frac{\alpha_0}{\alpha_2} \quad (4.54)$$

де $\frac{T_M cF}{k_{\Pi} k_{\omega}} = 0,026 \ll 1$.

Це забезпечує допустиму динамічну похибку при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора k_{ω} .

Відповідна структурна схема системи керування кутовою швидкістю представлена на рис. 4.15

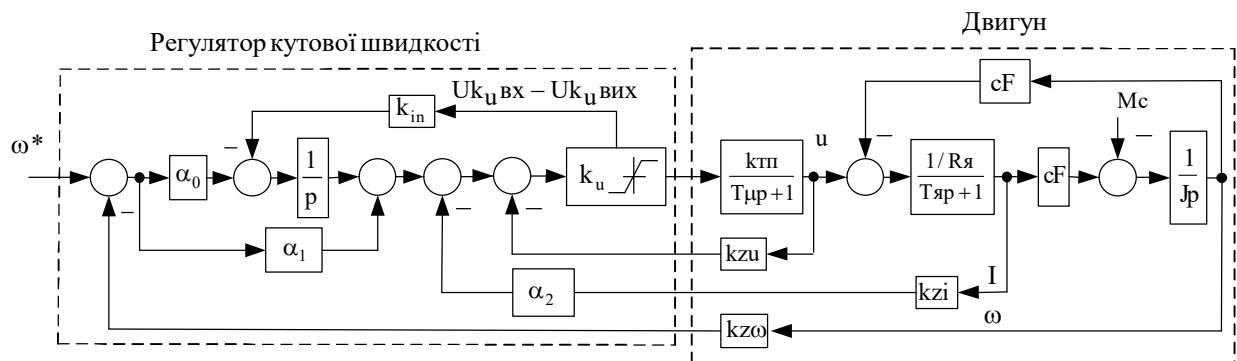


Рис. 4.15. Структурна схема електропривода з високою динамічною точністю

Дослідження представленої системи підпорядкованого керування кутовою швидкістю проведено шляхом моделювання при дії параметричного та координатного збурення у вигляді зменшеного вдвоє коефіцієнту кола збудження cF , збільшеного активного опору у 2 рази та збільшеного сумарного моменту інерції J_s у 1,5 разів. Структурна схема моделі

представлена на рис. Б.2.9 – рис. Б.2.11.

Паспортні дані ДПС з НЗ наведені в табл. В.5. Традиційні ПП-регулятори струму та кутової швидкості, що налаштовані на модульний та симетричний модулі відповідно, мають параметри, які наведені вище.

Параметри запропонованого регулятора кутової швидкості дорівнюють $\alpha_0=7680$, $\alpha_1=960$, $\alpha_2=48$, $k_w=0,5$.

Компенсація ефекту інтегрального насичення здійснюється за допомогою зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі $k_{in}=88$ за похибкою між вихідною величиною сигналу регулятора та вихідним сигналом моделі обмеження, яка подається на вхід інтегратора [118-124].

Дослідження проводилось за наступною послідовністю:

1) починаючи з моменту часу від нуля до 0,62 с двигун без навантаження розганяється до швидкості 10 рад/с та гальмує від 7 до 7,62 с по заданій траєкторії кутової швидкості (перша похідна рівна 1,84 рад/с² та друга 18,4 рад/с³ відповідно);

3) в момент часу 2,5 с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження (рівний половині від номінального значення) та знімається на 5 с.

Задані траєкторії кутової швидкості валу двигуна та стрибкоподібного моменту навантаження зображені на рис. 4.16. Графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості СПР з розробленими законами керування а) при налаштуванні на модульний та симетричний оптимум та б) на основі КЗЗД з МЛФ відповідно представлені на рис. 4.17. Суцільною лінією показано перехідні процеси електромеханічних координат при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних збурень.

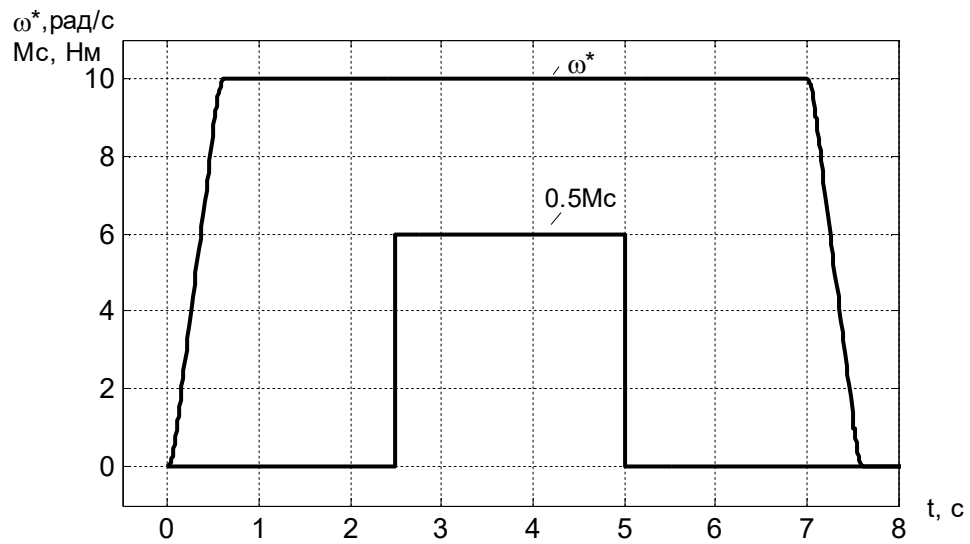


Рис. 4.16. Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження

Показники якості систем керування кутової швидкістю при варіації сумарного моменту інерції, активного опору якоря та коефіцієнту кола збудження двигуна наведено в табл. 4.6.

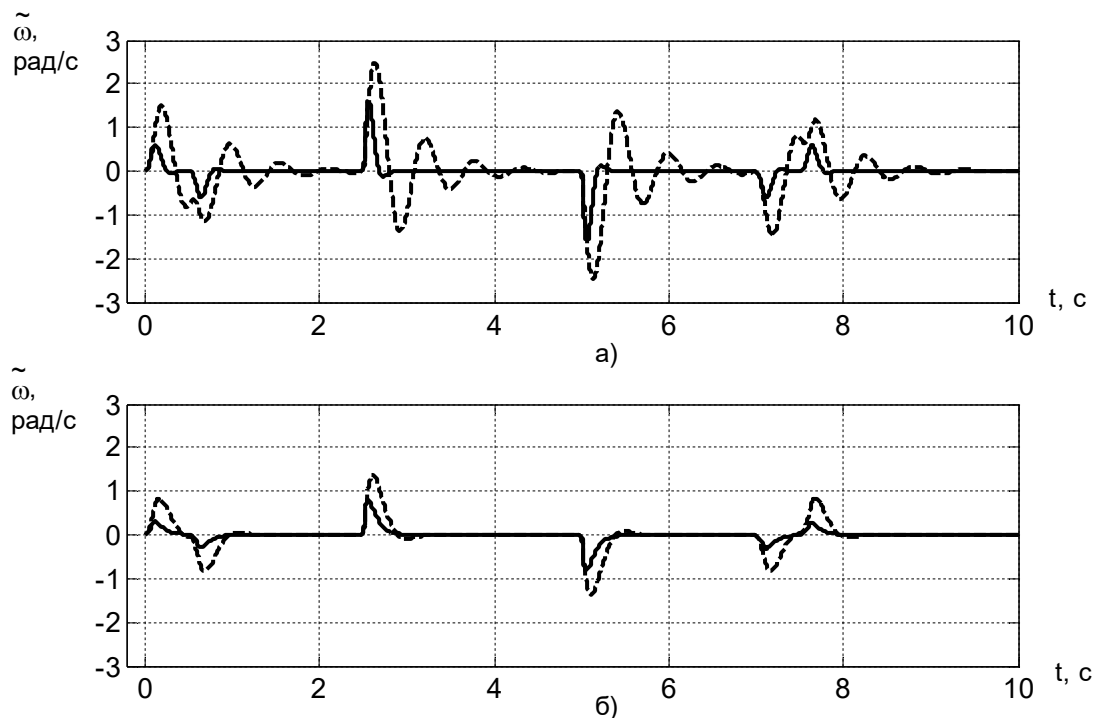


Рис. 4.17. Графіки похибок кутової швидкості ДПС з НЗ

Перехідні процеси електромеханічних координат, кутової швидкості та активної потужності ДПС з НЗ зображені на рис. 4.18. Графіки (а, в, д та є)

відповідають перехідним процесам системи з алгоритмами керування на основі КЗЗД з МЛФ, а графіки (б, г, е та ж) – що налаштуванні симетричний та технічний оптимум відповідно.

Таблиця 4.6 - Показники якості керування кутовою швидкістю ДПС

Регулятор	Показники керування при ω_n		
	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с	час компенсації t_k , с	max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с
ПІ	0,6	0,16	1,6
З	0,3	0,2	0,8
ПІ (збурення)	1,5	1,3	2,5
З (збурення)	0,8	0,3	1,4

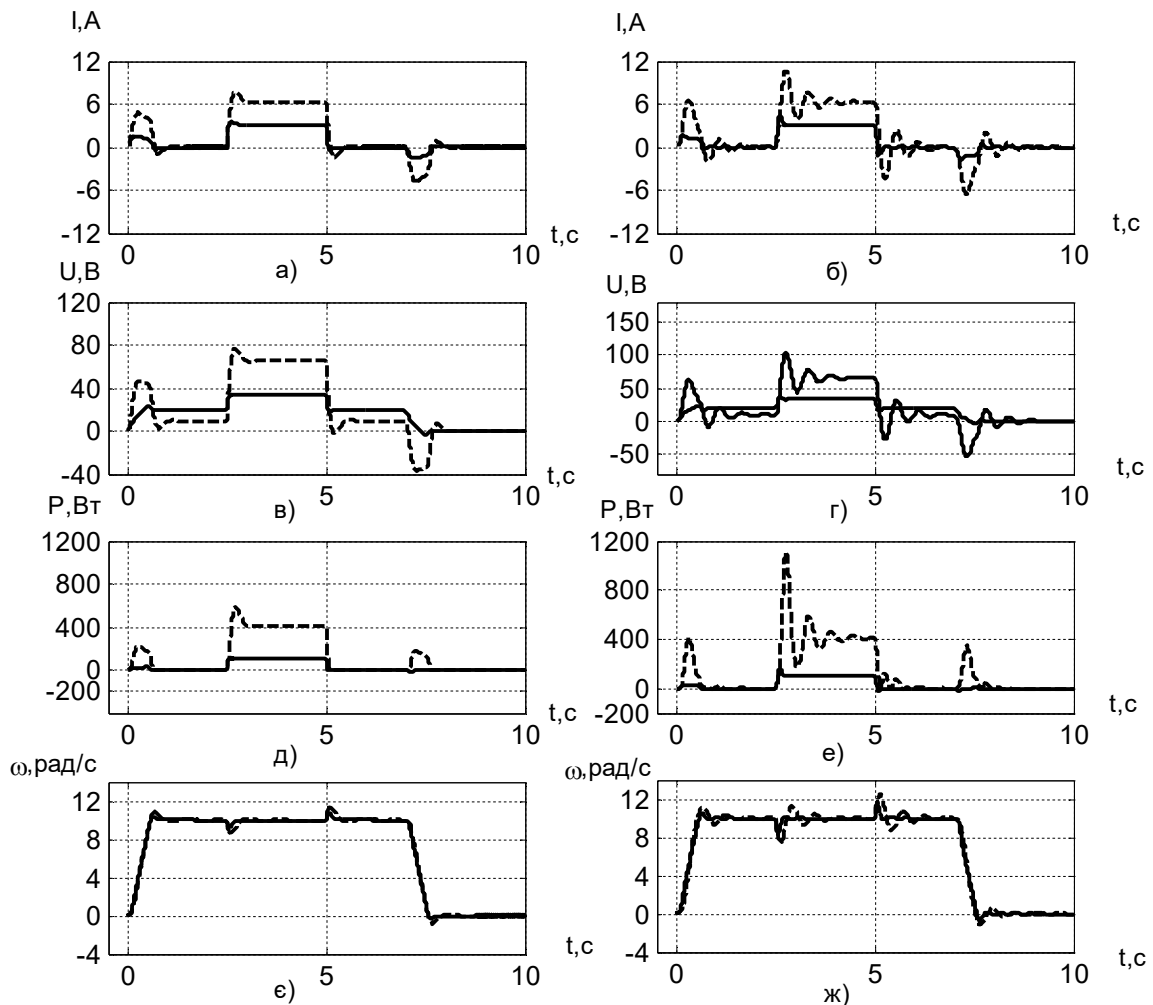


Рис. 4.18. Графіки перехідних процесів електричних координат, кутової швидкості та активної потужності ДПС з НЗ

На рис. 4.19 зображено перехідні процеси споживання середньоквадратичного значення активної потужності $P_{\text{ср.кв}}$ ДПС з НЗ протягом робочого циклу, який представлений на рис. 4.16. Суцільною лінією показано перехідні процеси $P_{\text{ср.кв}}$ для СПР з ПІ - алгоритмами керування струму якоря та кутової швидкості ДПС з НЗ, а пунктирною лінією – для алгоритму керування на основі КЗЗД з МЛФ.

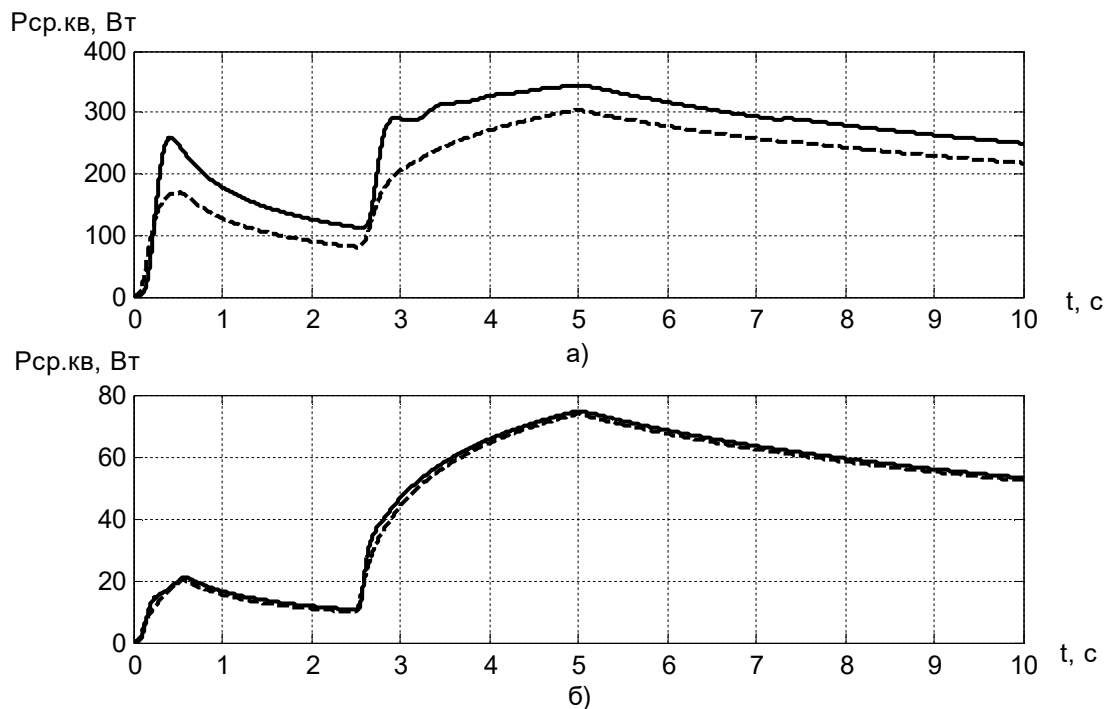


Рис. 4.19. Графіки середньоквадратичного значення активної потужності $P_{\text{ср.кв}}$ ДПС з НЗ а) під час дії параметричних збурень та б) при номінальних параметрах об'єкту керування.

4.4 Система підпорядкованого регулювання швидкості з підвищеними енергетичними показниками

Для отримання СПР з підвищеними енергетичними характеристиками запропоновано регулятор кутової швидкості особливої структури, розроблений на основі КЗЗД з МЛФ.

Об'єкт керування контуру кутової швидкості після налаштування внутрішнього контуру струму на модульний оптимум, з урахуванням співвідношення $2T\mu^2 \ll 2T\mu$, описується передаточною функцією другого порядку

$$W_o(p) = \frac{cF / k_{zz\omega}}{Jsk_I p(2T\mu p + 1)}, \quad (4.55)$$

де k_I – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом;

J_s – сумарний момент інерції;

$k_{zz\omega}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за кутовою швидкістю.

Для забезпечення контуру швидкості астатизму першого порядку за керуючою дією з заданою добротністю $D^3 \omega_z = \alpha_0$ диференціальне рівняння, яким задається бажана якість керування кутовою швидкістю, вибирається першого порядку

$$\dot{z}(t) + \alpha_0 z(t) = \alpha_0 \omega^*(t), \quad (4.56)$$

де α_0 – коефіцієнт, яким задається тривалість та вид перехідного процесу кутової швидкості.

Ступінь наближення реального процесу в контурі кутової швидкості до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану за моментом інерції енергію прискорення

$$G(I^*(t)) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, I^*)]^2, \quad (4.57)$$

де I^* – заданий струм якоря двигуна.

Мінімізація функціоналу здійснюється за градієнтним законом першого порядку (А.4). В результаті мінімізації остаточний закон керування кутовою швидкістю приймає вигляд

$$\begin{aligned} I^*(t) &= k_{\omega} [z(t) - \omega(t)]; \\ z(t) &= \alpha_0 \int (\omega_z^*(t) - \omega_z(t)) dt, \end{aligned} \quad (4.58)$$

де k_{ω} – коефіцієнт підсилення регулятора швидкості.

Після підстановки закону керування кутовою швидкістю (4.58) в рівняння об'єкта (4.55) отримується диференціальне рівняння замкнутого контуру кутової швидкості

$$2T_{\mu} p^3 + p^2 + bk_{\omega} p + \alpha_0 bk_{\omega} = \alpha_0 bk_{\omega}, \quad (4.59)$$

де $b = cF / (k_{zz\omega} k_J J s)$.

Усталений рух замкнутого контуру буде асимптотично стійким, якщо для його характеристичного рівняння

$$2T_{\mu} p^3 + p^2 + bk_{\omega} p + \alpha_0 bk_{\omega} = 0 \quad (4.60)$$

виконуються наступні нерівності згідно до критерію Гурвіца

$$\alpha_0 < \frac{1}{2T_{\mu}} \quad (4.61)$$

Система підпорядкованого регулювання ДПС з НЗ, яка має регулятор кутової швидкості запропонованої структури відповідно до (4.61), зображена на рис. 4.20, де: $k = k_{\omega} / k_{zz\omega}$ - коефіцієнт підсилення регулятора кутової швидкості ДПС з НЗ. Компенсація ефекту інтегрального насичення здійснюється відповідно до [118] при $k_{in} = 15,6$.

Зі збільшенням коефіцієнту підсилення k_{ω} регулятора динамічні процеси в контурі наближаються до бажаних, що задані рівнянням (4.56).

Передаточна функція розімкнутого контуру кутової швидкості

$$Wp(p) = \frac{\alpha_0 bk_{\omega}}{p(2T_{\mu} p^2 + p + bk_{\omega})} \quad (4.62)$$

показує, що система володіє астатизмом першого порядку та має добротністю по швидкості, рівну заданій $D_\omega = \alpha_0$ при помірних коефіцієнтах підсилення регулятора швидкості k_ω .

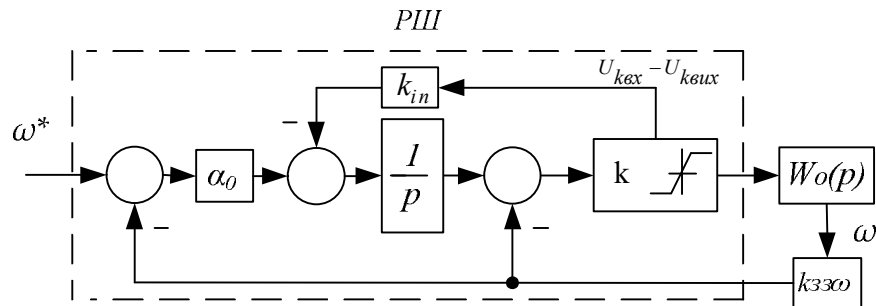


Рис. 4.20. Структурна схема СПР з регулятором кутової швидкості запропонованої структури

Дослідження представленої системи проведено шляхом моделювання при дії параметричного та координатного збурення у вигляді зменшення коефіцієнту кола збудження сФ. Структурні схеми імітаційних моделей блоку тиристорного керування [140] з роздільним керуванням та ДПС з НЗ представлені на рис. Б.2.1 – рис. Б.2.6. Паспортні дані ДПС з НЗ наведені в табл. В.5.

Регулятори струму та кутової швидкості на основі КЗЗД мають структурні схеми, що зображені на рис. 3.1. Параметри регулятора дорівнюють: $\alpha_0=9$, $k_\omega=27$. Коефіцієнти підсилення регуляторів визначають ступінь наближення реальних процесів до бажаних та визначаються допустимими динамічними похибками за технічними умовами роботи системи.

Параметри традиційних ПІ-регуляторів, що настроєні на модульний та симетричний оптимум приведені вище. При дослідженні застосовується наступна послідовність керування ДПС з НЗ:

1) в початковий момент часу $t=0$ (с) завдання кутової швидкості задається у вигляді ступінчатої функції, яка дорівнює $U_{\text{завдо}}=0,5$ В ($\omega^*=5,236$ рад/с);

2) в момент часу $t=1$ (с) до валу двигуна прикладається стрибком постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню, а при $t=1,5$ (с) скидається.

Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження наведені на рис. 4.21.

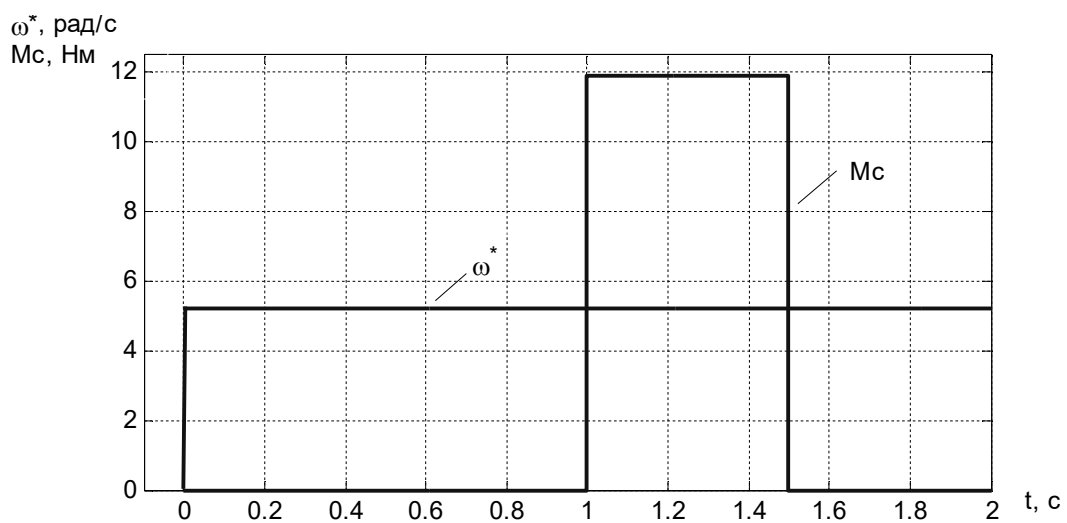


Рис. 4.21. Задані траєкторії кутової швидкості та моменту навантаження

На рис. 4.22 представлено графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості запропонованих систем з синтезованими законами керування кутовою швидкістю а) на основі КЗЗД та б) при налаштуванні симетричний оптимум відповідно. Суцільною лінією показано перехідні процеси похибок кутової швидкості при номінальних параметрах об'єкту керування, а пунктирною лінією – під час дії параметричних та координатних збурень, а саме: при зменшеному у 1,4 рази коефіцієнті кола збудження двигуна. Показники якості систем керування кутовою швидкістю наведено в табл. 4.7.

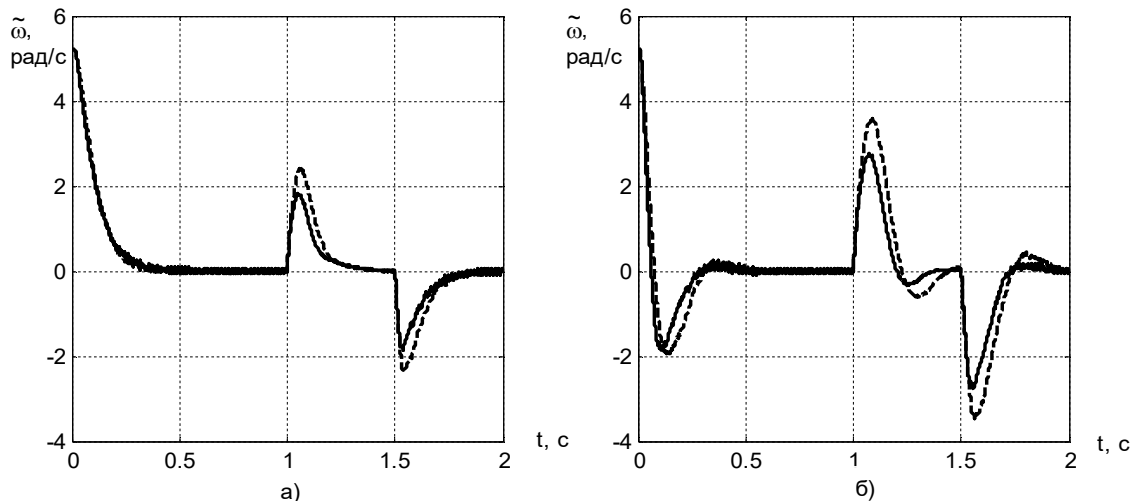


Рис. 4.22. Графіки похибок кутової швидкості

Таблиця 4.7 - Показники якості СПР кутової швидкості

Регулятор	t_n, c	t_p, c	$\sigma, \%$	$\mu, \%$	Навантаження	
					t_k, c	$\Delta\omega_{max}, \text{рад/с}$
П	0,063	0,27	35,52	4,44	0,3	2,75
З	0,174	0,37	0	без коливань	0,23	1,8
П (збурення)	0,077	0,47	37,24	9,5	0,39	3,58
З (збурення)	0,181	0,32	0	без коливань	0,23	2,4

Графіки похибок кутової швидкості на рис. 4.22 показують кращі показники якості регулювання кутовою швидкістю СПР з регулятором кутової швидкості на основі КЗЗД під час відпрацювання завдання у вигляді стрибка, а саме: відсутність перегулювання, менший на 0,07 с час компенсування зміни навантаження, менше на 0,95 рад/с значення максимального відхилення при накиданні навантаження. Але запропонована система керування має більший час наростання на 0,113 с та на 0,1 час регулювання. На рис. 4.23 представлено графіки перехідних процесів електромеханічних координат системи керування з номінальними параметрами об'єкту керування та рис. 4.24 під час дії параметричних та координатних збурень з синтезованими законами керування кутовою швидкістю на основі КЗЗД (а, в, д) та при налаштуванні симетричний оптимум відповідно (б, г, е). Запропонована СПР споживає з мережі менше

на 12 % ефективне значення активної потужності за робочий цикл, який представлений на рис. 4.21, в порівнянні з СПР з традиційними регуляторами. У перехідних процесах виникають пульсації у зв'язку з використанням імітаційної моделі блоку тиристорного керування.

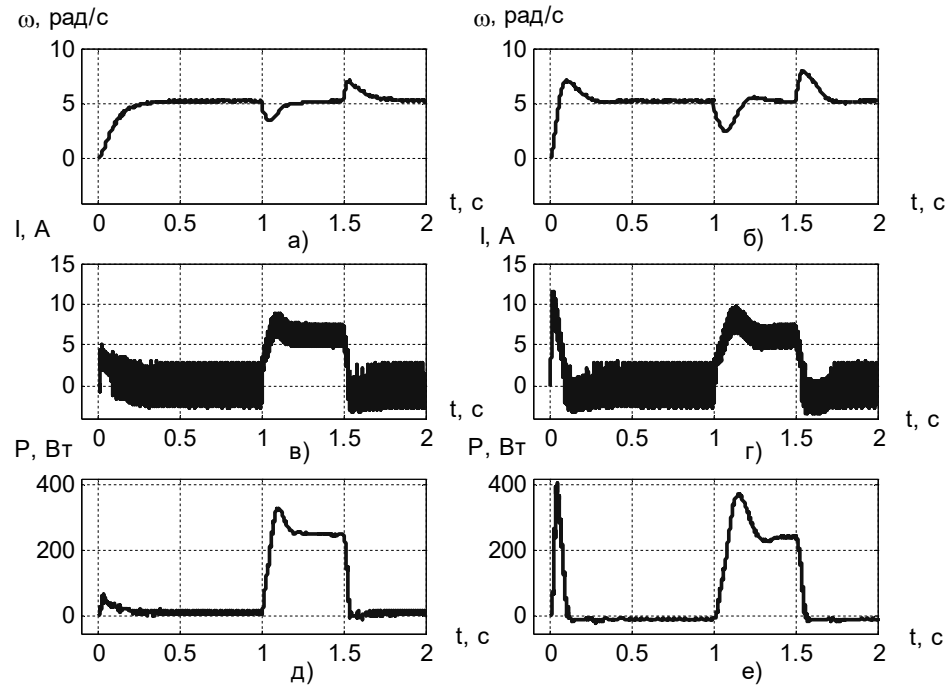


Рис. 4.23. Перехідні процеси кутової швидкості, струму якоря та активної потужності ДПС з НЗ при $c\Phi$

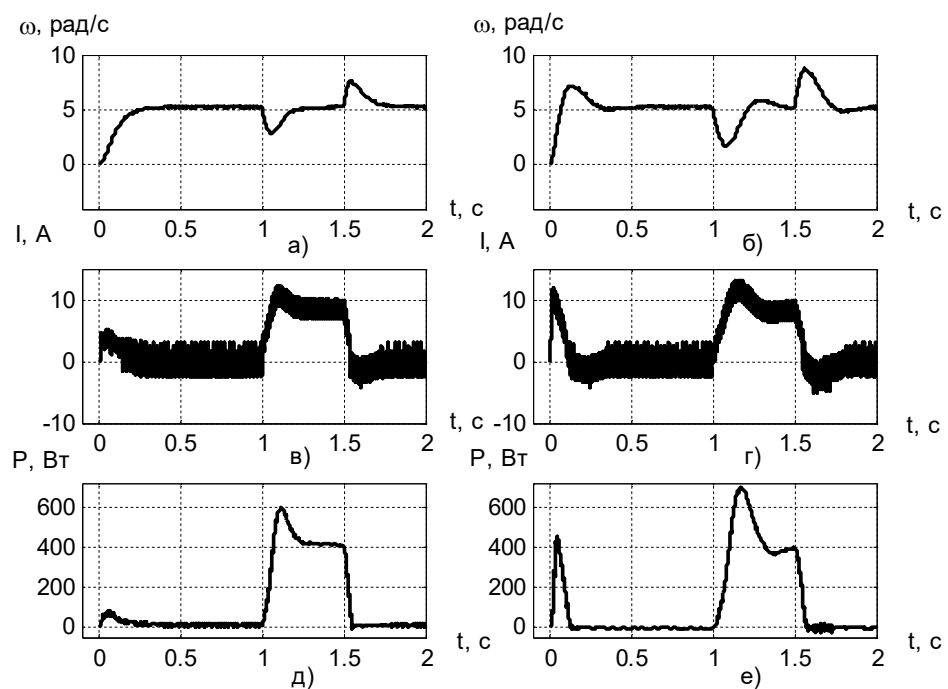


Рис. 4.24. Перехідні процеси кутової швидкості, струму якоря та активної потужності ДПС з НЗ при $c\Phi/1.4$

Висновки до розділу 4

В розділі розв'язано задачу з розробки СПР електроприводів постійного струму з ДПС з НЗ на основі КЗЗД з МЛФ.

В ході виконання досліджень отримано наступні науково-практичні результати:

1) запропоновано теоретичне рішення задачі СПР кутовою швидкістю ДПС з НЗ на основі КЗЗД з МЛФ, яке забезпечує СПР грубість до параметричних та координатних збурень, проте наявність в контурі малої сталої часу обмежує максимальне-допустиму бажану швидкодію контуру струму, що задається коефіцієнтом $\gamma_0 < (T_\alpha + T_\mu) / (T_\alpha T_\mu)$. Для стійкості контуру кутової швидкості вимагається виконання наступної умови $\alpha_0 < \gamma_0$. Таким чином, інерційність контуру струму обмежує бажану швидкодію контуру кутової швидкості.

2) дослідження розроблених законів СПР та їх порівняння зі стандартними, за допомогою оцінювання динамічних характеристик шляхом математичного моделювання при різних значеннях параметрів об'єкту керування в допустимих діапазонах їх зміни, дозволило визначити:

- запропоновані закони забезпечують астатичне керування кутовою швидкістю ДПС з НЗ під час відпрацювання заданої траєкторії та при стрибкоподібному накиданні навантаження.

- показники якості СПР з законами керування на основі КЗЗД з МЛФ мають природну адаптивність до варіації параметрів (J_s , R_α та $c\Phi$). Вони не погіршуються при варіації параметрів на відміну від показників якості СПР з традиційними законами, які істотно деградують та є неприйнятними для ряду застосувань.

- СПР без врахування обмеження координат регулювання з законами на основі КЗЗД забезпечують високі показники якості під час відпрацювання стрибкоподібного завдання номінальної кутової швидкості, а саме:

- а) відсутність перерегулювання та коливальності;

б) менший у 1,8 разів час компенсування зміни навантаження;

в) менше майже у 4 рази значення максимального відхилення кутової швидкості при накиданні номінального навантаження;

г) менше споживання на 40 % ефективного значення активної потужності протягом робочого циклу, що представлений на рис. 4.3. Але СПР з стандартними законами має кращі показники якості відпрацювання системою завдання, а саме: менший у 4,2 разів час наростання та менший у 1,2 разів час регулювання.

- закони на основі КЗЗД забезпечують більш високу динамічну точність відпрацювання лінійно-змінного сигналу завдання СПР кутовою швидкістю без врахування обмеження координат регулювання, а саме:

а) меншу динамічну похибку кутової швидкості у 1,4 рази;

б) менший у 3,4 разів час компенсування зміни навантаження;

в) меншим у 3,2 рази значенням максимального відхилення кутової швидкості при накиданні номінального навантаження.

- кращими енергетичними показниками володіють СПР без врахування обмеження координат регулювання на основі КЗЗД з МЛФ під час відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості (лінійно-змінного сигналу) та стрибкоподібного накидання навантаження, а саме відбувається зменшення споживання ефективного значення активної потужності (протягом робочого циклу, який представлений на рис. 4.6):

а) на 1,6 % при відсутності варіації параметрів об'єкту керування;

б) на 3,5 % при дворазовому збільшенні моменту інерції J_s ;

в) на 5,6 та 0,73 % при збільшеному та зменшеному у 2 рази активного опору якоря R_a відповідно;

г) на 3,77 % при зменшеному коефіцієнті кола збудження ($c\Phi/2$).

- СПР на основі КЗЗД при обмеженні регульованих координат під час виконання дослідження, яке включає відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості з наступним накиданням та скиданням номінального навантаження, показала кращі динамічні характеристики при відпрацюванні

стрибкоподібного завдання та компенсації змін навантаження по відношенню до СПР з традиційними законами керування, як з варіацією так і при номінальних параметрах об'єкту керування. Відбувається зменшення споживання ефективного значення активної потужності, протягом робочого циклу (відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості ω_n з наступним накиданням на 5 с та скиданням на 8 с номінального навантаження):

- а) на 1,3 % при відсутності варіації параметрів об'єкту керування;
- б) на 6 % при зменшеному у 1,5 рази коефіцієнті кола збудження двигуна, збільшеному удвоє активному електричному опорі якоря та сумарному моменті інерції $2Js$.

- запропоновані алгоритми керування для систем з високої динамічною точністю забезпечують наступні показники якості керування кутовою швидкістю ДПС з НЗ:

- а) меншу у 2 рази динамічну похибку кутової швидкості при номінальних параметрах об'єкту керування та меншу у 1,9 разів під час варіації параметрів ($c\Phi/2$, $2Rя$ та $Js/2$);

- б) більшим у 1,3 разів часом компенсування зміни навантаження при номінальних параметрах об'єкту керування та меншим у 4,3 разів під час дії варіації параметрів ($c\Phi/2$, $2Rя$ та $Js/2$);

- в) меншим у 2 рази значенням максимального відхилення кутової швидкості при накиданні навантаження $Mс/2$ з номінальними параметрами об'єкту керування та меншим у 1,8 разів під час варіації параметрів ($c\Phi/2$, $2Rя$ та $Js/2$);

- г) меншим на 1,6% значенням середньоквадратичної активної потужності $P_{ср.кв.}$ при номінальними параметрами об'єкту керування та меншим на 12,9% під час варіації параметрів ($c\Phi/2$, $2Rя$ та $Js/2$) протягом робочого циклу, який представлений на рис. 4.16.

- СПР з регулятором кутової швидкості ДПС з НЗ на основі концепції зворотних задач динаміки завдяки енергоефективності, споживає з мережі менше на 12 % (в порівнянні з СПР з традиційними регуляторами)

ефективного значення активної потужності $P_{\text{ср.кв}}$ за робочий цикл, що представлений на рис. 4.20.

3) результати моделювання підтверджують ефективність розроблених алгоритмів керування та показують їх переваги та недоліки в порівнянні з традиційними алгоритмами.

5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРОТНОЇ ЗАДАЧІ ДИНАМІКИ

5.1 Практична реалізація та результати експериментальних досліджень системи векторного керування асинхронним двигуном

Практична реалізація законів векторного керування АД дозволяє виявити особливості, які не проявляються при математичному моделюванні, але впливають на якість керування. До таких особливостей відносяться: неідеальності інвертора, чутливість до завад у вхідних сигналах, ефекти немодельованої динаміки та параметричної невизначеності САК.

Функціональна схема системи непрямого векторного керування АД показана на рис. 5.1. Математична модель векторної системи наведена на рис. Б.1.15.

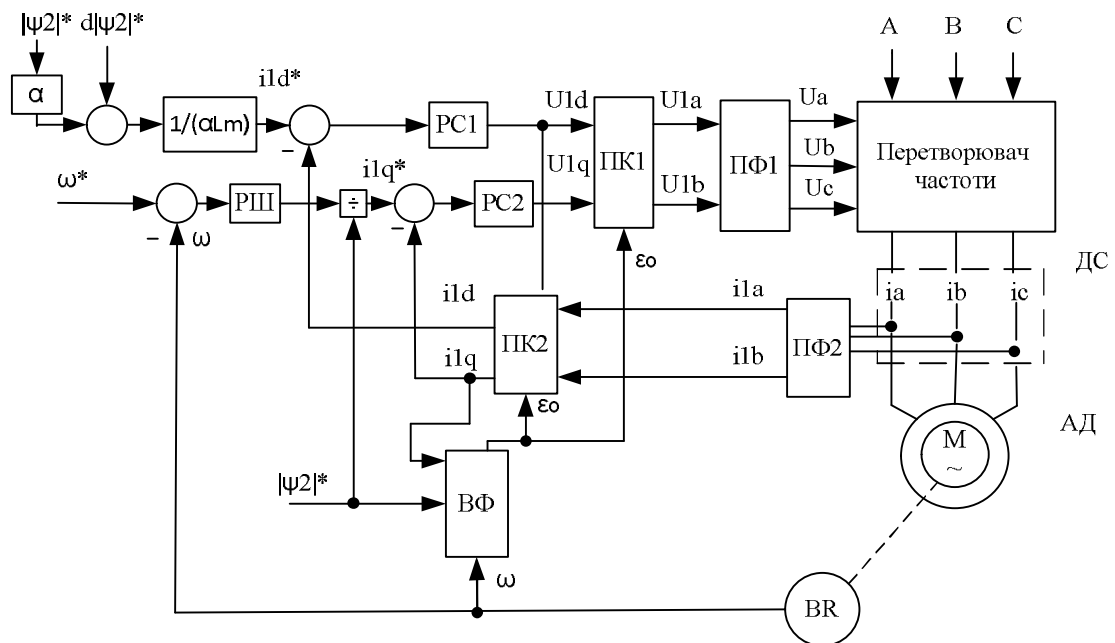


Рис. 5.1. Функціональна схема системи непрямого векторного керування швидкістю АД

Дослідження якості представленої системи непрямого векторного

керування швидкістю АД типу 4AO80B2 [141] проведено на експериментальній установці. Отримані показники якості керування порівняно з результатами моделювання.

Загальна функціональна схема експериментальної установки на основі станції швидкого прототипного тестування представлена на рис. 5.2 [126].

До складу установки входять:

- спеціалізований контролер на основі DSP TMS320C32. Плата контролера підключена безпосередньо до ISA шини персонального комп'ютера (ПК) та використовується для введення даних;

- трифазний ШІМ-інвертор із частотою модуляції 10 (кГц), номінальним струмом 20 (А) та напругою 380 (В);

- АД, параметри якого наведені в табл. В.1;

- ДПС зі струмовим керуванням в якості навантажувальної машини;

- персональний комп'ютер, що використовується для програмування, налагодження та завантаження програм, візуального спостереження та запису перехідних процесів під час експериментів.

- датчик напруги (ДН) в ланці постійного струму;

- датчик кутової швидкості (ДШ) ротору АД;

Елементи R_3 та K необхідні для плавного зарядження ємності фільтру випрямляча C_ϕ . Вимір струмів здійснюється за допомогою двох датчиків струму. Період квантування за часом при цифровій реалізації алгоритмів керування дорівнює 200 мкс. Клампер використовується для стабілізації напруги в ланці постійного струму при генераторному режимі роботи АД.

Розроблені регулятори на основі КЗЗД з МЛФ мають наступні параметри: регулятори струму РС1 та РС2: $\alpha_{0id}=\alpha_{0iq}=175$, $k_{id}=k_{iq}=50$, $t_n=0,017$ с; регулятор швидкості РШ: $\alpha_{0w}=30$, $k_w=0,2$, $t_n=0,1$ с.

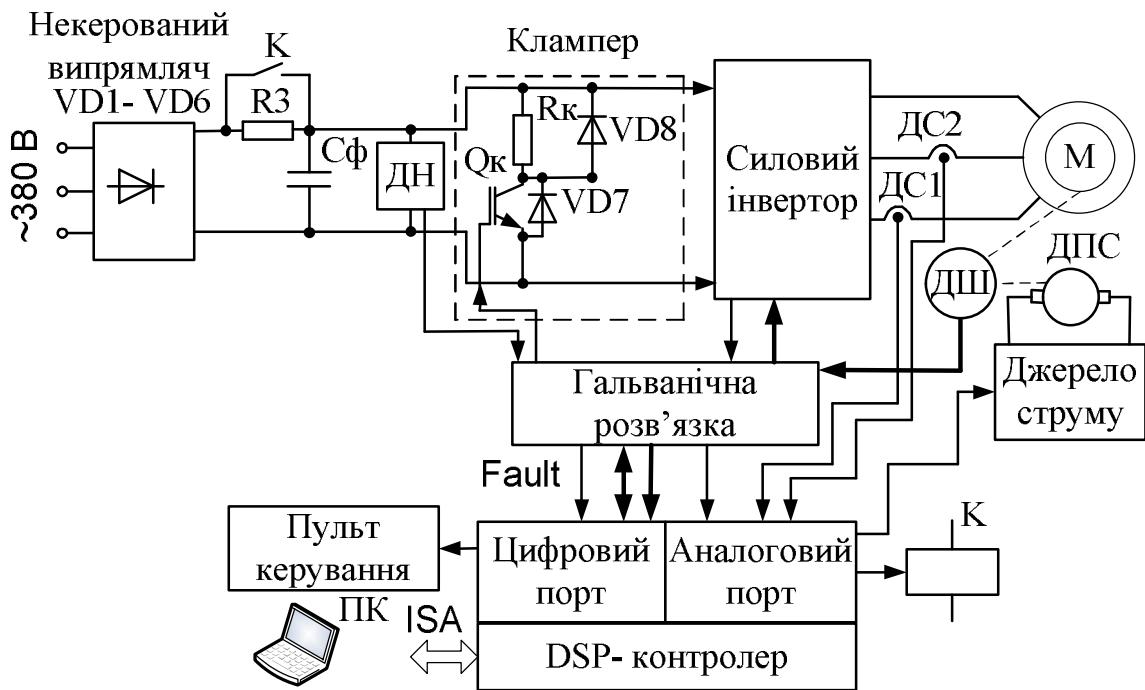


Рис. 5.2. Функціональна схема експериментальної установки алгоритмів керування асинхронним електроприводом

Під час дослідження застосовується наступна послідовність керування АД:

1) під час початкового інтервалу часу від нуля до 0,25 (с) машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ (Вб) і досягає значення 0,9 (Вб) з першою похідною, рівною 3,52 (Вб/с);

2) починаючи з $t=0,6$ (с) двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 (рад/с) (перша похідна траєкторії кутової швидкості дорівнює 714 (рад/с²));

3) в момент часу $t=1$ (с) до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню, а в момент часу $t=1,5$ (с) з валу двигуна знімається постійний момент навантаження.

На рис. 5.3 показані графіки: а) заданої траєкторії кутової швидкості, б) похибки кутової швидкості за допомогою математичного моделювання та в) похибки кутової швидкості, які реалізовані на експериментальній установці.

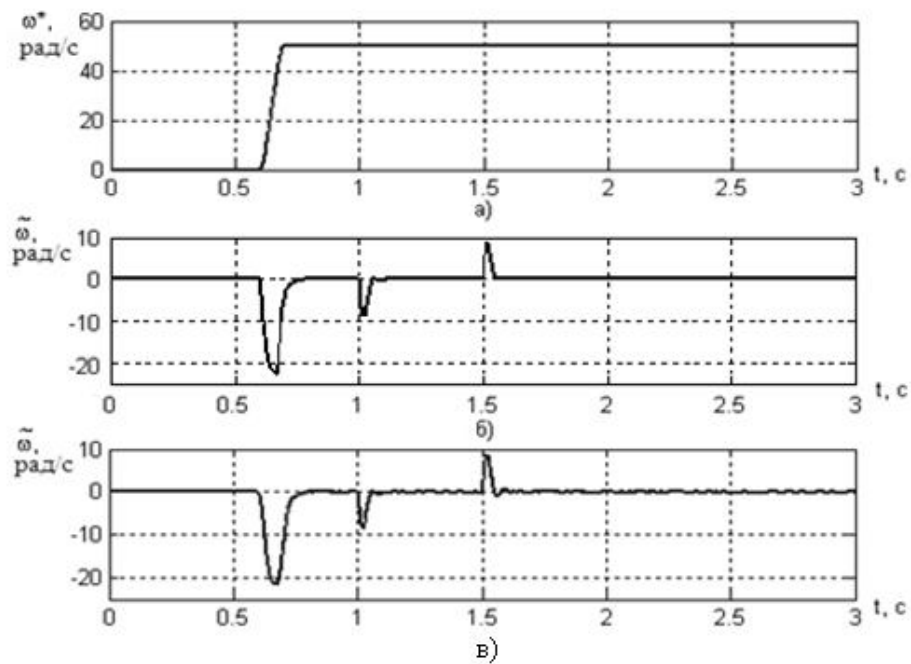


Рис. 5.3. Графіки кутової швидкості та її похибки

Графіки запропонованого алгоритму керування модулем потокозчеплення ротору, що реалізовані шляхом математичного моделювання, представлені на рис. 5.4. Де а) задана траєкторія модуля потокозчеплення ротора, а б) перехідний процес похибки модуля потокозчеплення ротора.

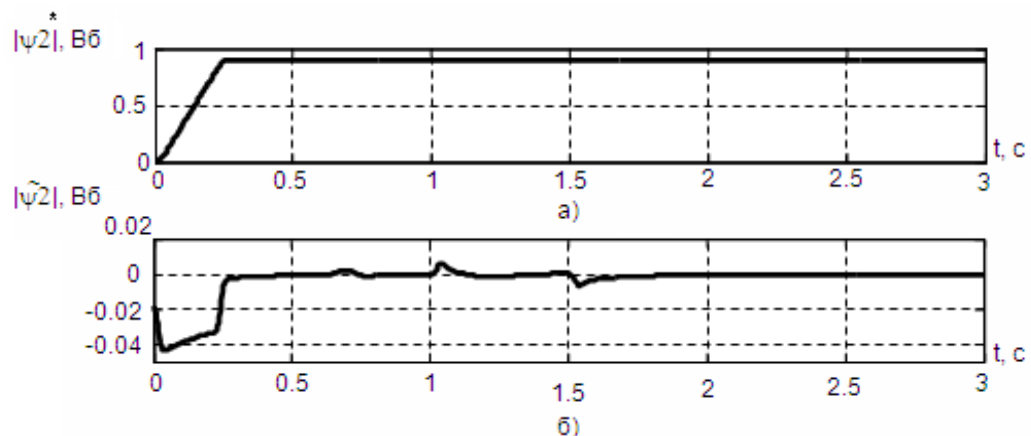


Рис. 5.4. Графіки перехідних процесів модуля потокозчеплення ротора та його похибка

На рис. 5.5 та рис. 5.6 зображені перехідні процеси: а) заданих компонентів вектора струму статора ild^* у синхронно-обертовій системі

координат, б) компонентів вектора струму статора i_{ld} та в) похибки компонентів вектора струму статора i_{ld} , які реалізовані на експериментальній установці та шляхом математичного моделювання відповідно.

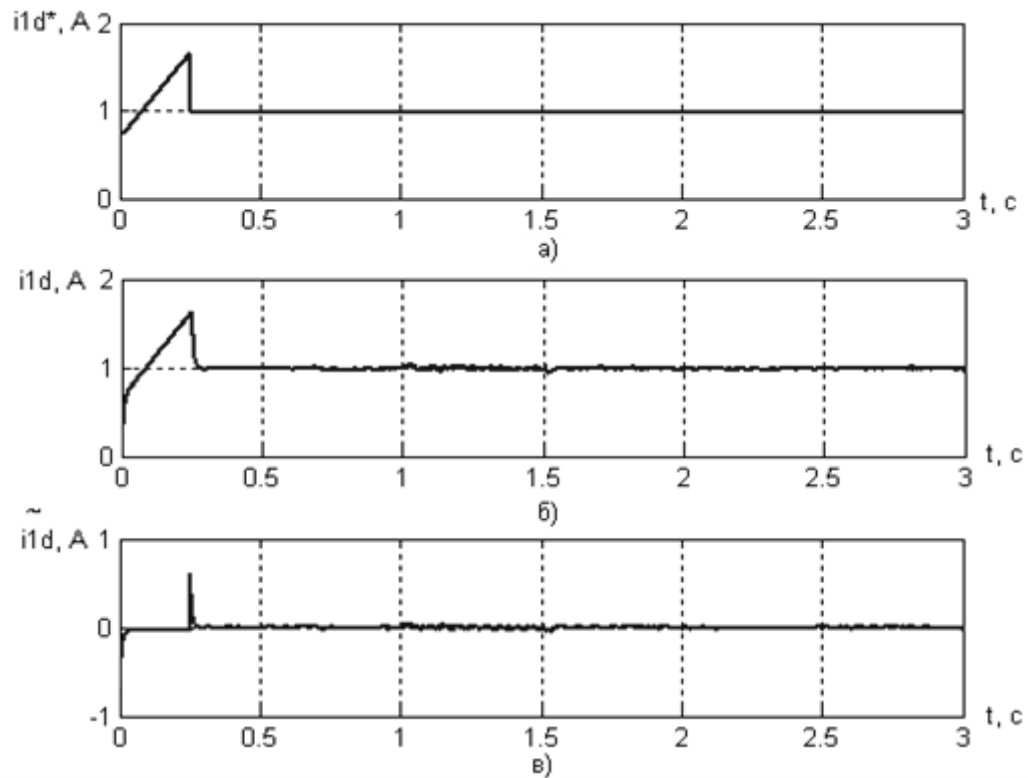


Рис. 5.5. Перехідні процеси компоненти вектора струму статора i_{ld} та її похибка, що реалізовані на експериментальній установці

В свою чергу рис. 5.7 та рис. 5.8 зображені графіки: а) заданих компонентів вектора струму статора i_{lq}^* у синхронно-обертовій системі координат, б) перехідні процесі компонентів вектора струму статора i_{lq} та в) похибки компонентів вектора струму статора i_{lq} , які реалізовані на станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроприводами та шляхом математичного моделювання відповідно.

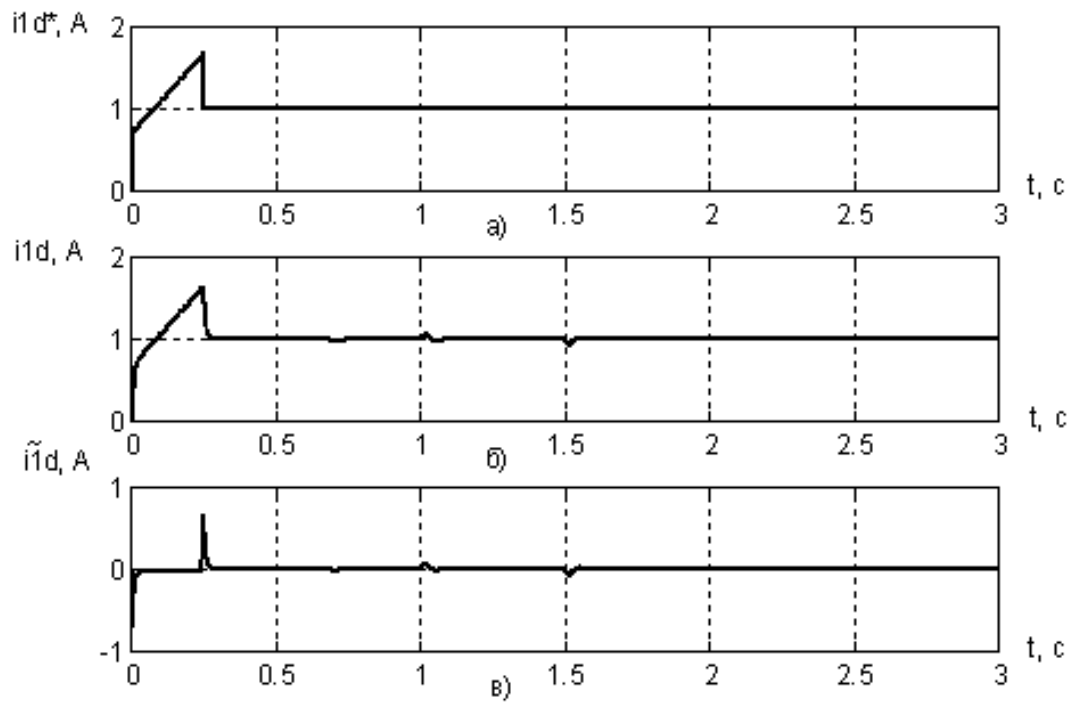


Рис. 5.6. Перехідні процеси компоненти вектора струму статора $i1d$ та її похибка, що реалізовані шляхом математичного моделювання

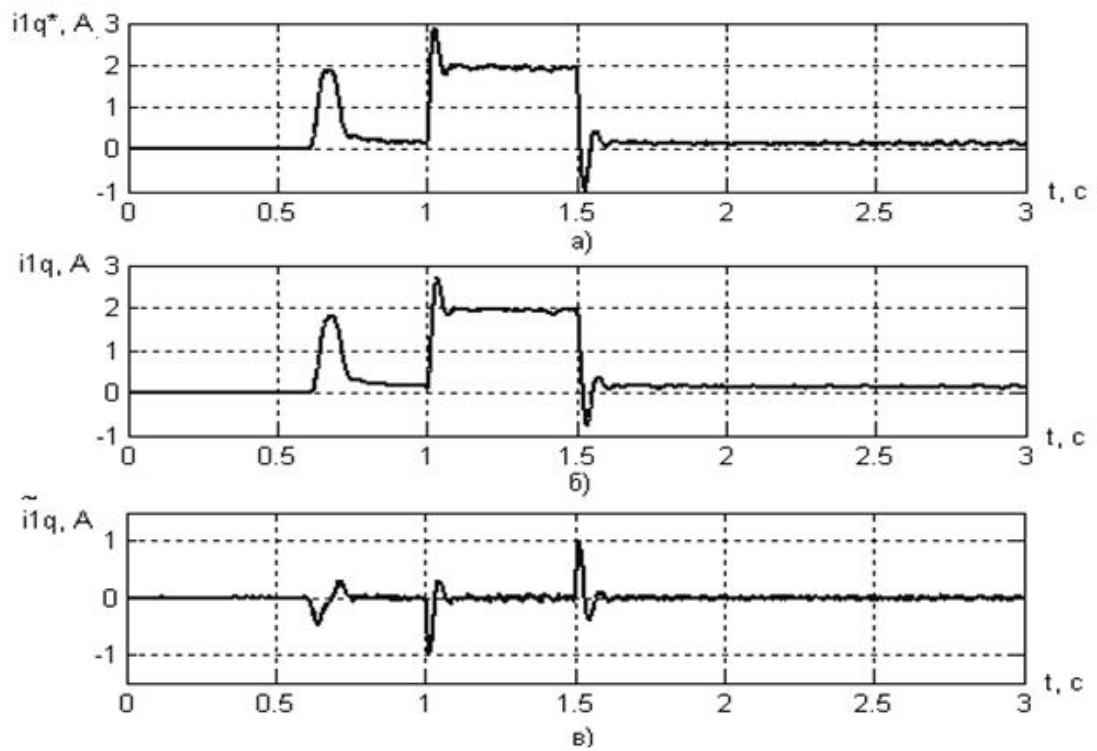


Рис. 5.7. Експериментальні перехідні процеси компоненти вектора струму статора $i1q$ та її похибка

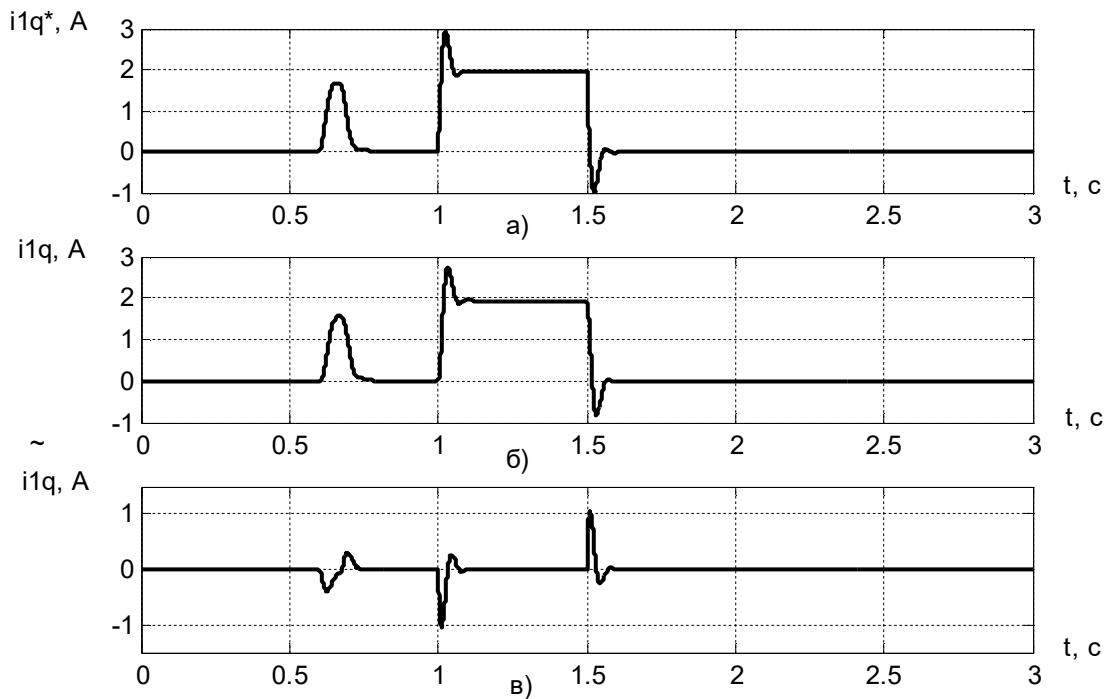


Рис. 5.8. Перехідні процеси компоненти вектора струму статора $i1q$ та її похибка, що реалізовані шляхом математичного моделювання

На рис. 5.9 показані графіки зміни двохфазних складових вектора напруги статора в системах координат $(a-b)$ та $(d-q)$, які реалізовані на експериментально.

Експериментальні графіки зміни двохфазних складових вектора струму статора в системах координат $(a-b)$ при використанні запропонованого алгоритму керування зображені на рис. 5.10.

На рис. 5.11 представлені графіки: а) зміни моменту, б) перехідного процесу амплітуди вектора струму статора, в) зміни модуля вектора напруги статора та г) зміни активної потужності АД при використанні алгоритмів керування на основі КЗЗД з МЛФ, що отримані шляхом математичного моделювання.

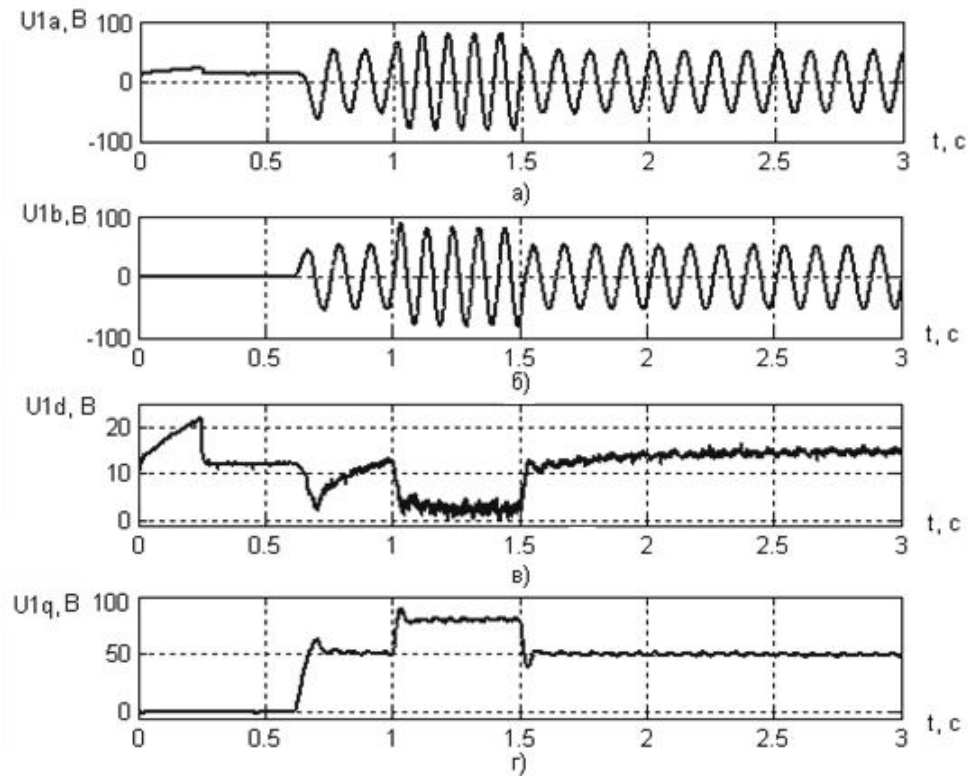


Рис. 5.9. Експериментальні графіки зміни двохфазних складових вектора напруги статора а) $U_{1a}=f(t)$ в системі координат $(a-b)$, б) $U_{1b}=f(t)$ в системі координат $(a-b)$, в) $U_{1d}=f(t)$ в системі координат $(d-q)$ та г) $U_{1q}=f(t)$ в системі координат $(d-q)$

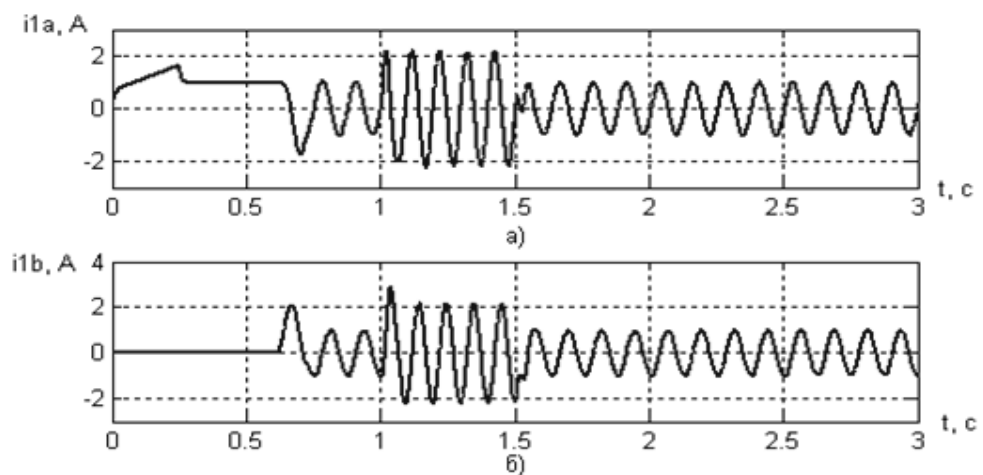


Рис. 5.10. Експериментальні графіки а) зміни двохфазної складової вектора струму статора $i_{1a}=f(t)$ в системі координат $(a-b)$, б) зміни двохфазної складової вектора струму статора $i_{1b}=f(t)$ в системі координат $(a-b)$

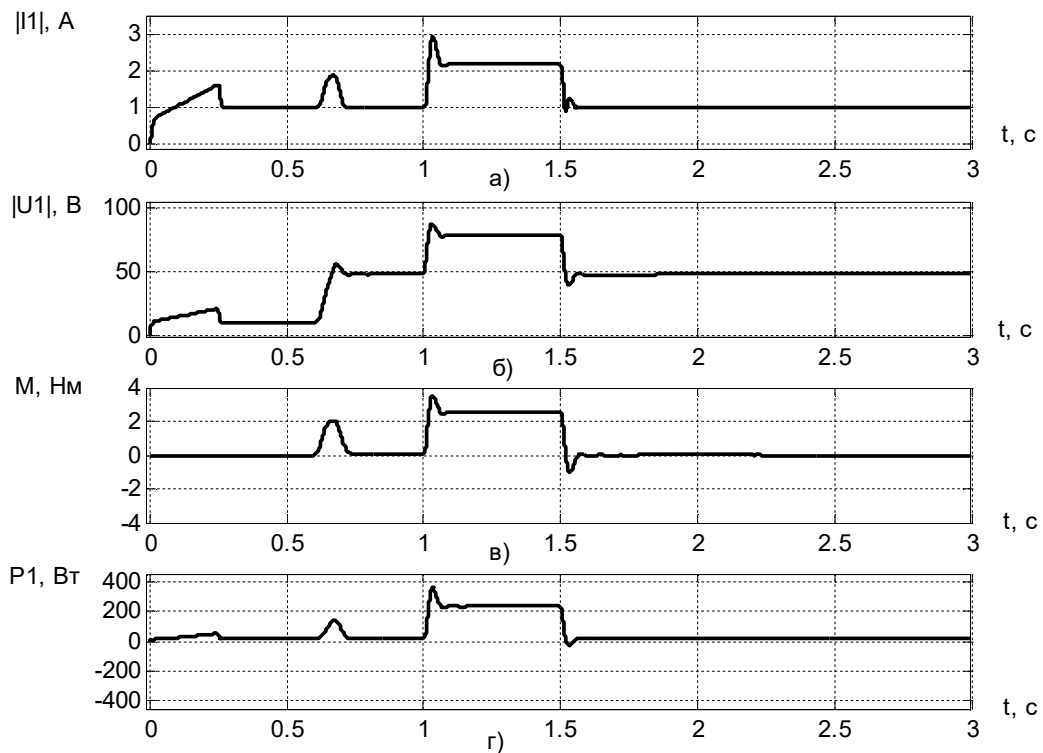


Рис. 5.11. Графіки перехідних процесів моменту, амплітуди вектора струму статора, модуля вектора напруги статора та активної потужності АД при моделюванні

Результати досліджень якості керування кутовою швидкістю АД зведено до табл. 5.1, компонентою вектора струму статора $i1d$ – до табл. 5.2, компонентою вектора струму статора $i1q$ – до табл. 5.3, та модулем потокозчеплення ротора $|\Psi_2|$ – до табл. 5.4.

Таблиця 5.1 - Показники якості керування кутовою швидкістю АД

Реалізація	Показники керування швидкістю при $\omega^*=50$ рад/с		
	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta\omega_p, \%$	час компенсації $t_k, \text{с}$	дин. похибка $\Delta\omega_k, \%$
на станції	44,6	0,105	18,1
моделювання	45	0,105	18,2

Таблиця 5.2 - Показники якості керування компонентою вектора струму статора ild

Реалізація	При відпрацюванні завдання	При компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta i l d_p, A$	час компенсації t_k, c	динамічна похибка $\Delta i l d_k, A$
на станції	0,687	0	0,059
моделювання	0,689	0	0,06

Таблиця 5.3 - Показники якості керування компонентою вектора струму статора ilq

Реалізація	При відпрацюванні завдання	При компенсуванні змін навантаження	
	дин. похибка $\Delta i l q_p, A$	час компенсації t_k, c	дин. похибка $\Delta i l q_k, A$
на станції	0,38	0,054	1
моделювання	0,385	0,054	1,04

Таблиця 5.4 - Показники якості керування модулем потокозчеплення ротора АД

Реалізація	Показники керування потокозчепленням при $ \Psi_2 ^* = 0,9 Bб$	
	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження
	динамічна похибка $\Delta \Psi_2 _p, \%$	динамічна похибка $\Delta \Psi_2 _k, \%$
моделювання	4,9	0,67

Результати дослідження алгоритмів керування на основі концепції зворотної задачі динаміки, які реалізовані шляхом моделювання співпадають з результатами, що реалізовані на станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроприводами. Таким чином, практичні результати

підтверджують справедливість теоретичних положень.

5.1.1 Порівняльний аналіз систем керування кутовою швидкістю з ПІ та ПІД – регуляторами

Основні положення побудови швидкодіючих електромеханічних систем були сформульовані у роботах С. Кесслера. Для забезпечення заданої якості керування потрібні точні значення параметрів об'єкта, в наслідок того що передаточні функції регуляторів координат електропривода, які налаштовані на поширений модульний або симетричний оптимум, компенсують відповідні ланки об'єкта керування з метою одержання необхідної передаточної функції контуру керування. Тип регулятора визначається об'єктом регулювання, у передаточній функції якого виділяються члени з “великими” та “малими” сталими часу. При одній великій сталій часу достатньо застосувати ПІ-регулятор, при двох великих сталих часу потрібен ПІД-регулятор. Якщо об'єкт керування має більше двох “великих” сталих часу, то ефективніше використовувати системи автоматичного регулювання з послідовною корекцією.

Динамічна модель АД в синхронній системі координат, що ідеально зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, описується відомими диференціальними рівняннями

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{1d} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d} - \alpha \beta L_m i_{1d} + \alpha \beta |\psi_2| + \omega_0 i_{1q} + \frac{u_{1d}}{\sigma}; \\ \dot{i}_{1q} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q} - \alpha \beta L_m i_{1q} - \beta \omega p_n |\psi_2| - \omega_0 i_{1d} + \frac{u_{1q}}{\sigma}; \\ |\dot{\psi}_2| = -\alpha |\psi_2| + \alpha L_m i_{1d}; \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J} [M - M_c], \quad M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (|\psi_2| i_{1q}); \\ \omega_0 = \omega p_n + \frac{\alpha L_m i_{1q}}{|\psi_2|}. \end{array} \right. \quad (5.1)$$

де $\alpha=R_2/L_2$, $\sigma=L_1-L_m^2/L_2$, $\beta=L_m/\sigma L_2$ – параметри моделі; L_1 , L_2 , L_m – індуктивність обмотки статора, ротора та контуру намагнічування; U_{1d} , U_{1q} – компоненти вектора напруги статора; i_{1d} , i_{1q} – компоненти вектора струму статора; $|\psi_2|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора; ω , ω_0 – кутова швидкість ротору та магнітного поля; J – момент інерції двигуна; p_n – число пар полюсів; M_c – момент навантаження.

Стандартне рівняння ПІ алгоритму керування кутовою швидкістю АД записуються наступним чином

$$\begin{cases} \dot{i}_{1q}^* = -\hat{M}_c - k_\omega \tilde{\omega}; \\ \dot{\hat{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega}; \\ \tilde{\omega} = \omega - \omega^*. \end{cases} \quad (5.2)$$

де i_{1q}^* – заданий струм статора i_{1q} ; k_ω – коефіцієнт пропорційної складової кутової швидкості; $k_{\omega i}$ – коефіцієнт інтегральної складової кутової швидкості; $\tilde{\omega}$ – похибка відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості; ω^* – задана кутова швидкість.

Згідно з концепцією зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій руху для об'єкту, що представлений четвертим рівнянням системи (1), порядок рівняння бажаної якості замкнутого контуру кутової швидкості приймається рівним одиниці з забезпеченням астатизму першого порядку

$$\dot{z} + k_{\omega i} z = k_{\omega i} \omega^* \quad (5.3)$$

де z – бажана вихідна координата контуру керування кутовою швидкістю.

Коефіцієнтом $k_{\omega i} \approx 3/t_{mn}$ задається необхідна тривалість t_{mn} монотонного перехідного процесу кутової швидкості. Відповідно до запропонованої концепції отримаємо ПІ регулятор

$$\begin{cases} \dot{i}_{1q}^* = -\hat{M}_c - k_\omega \omega; \\ \dot{\hat{M}}_c = k_{\omega i} k_\omega \tilde{\omega}. \end{cases} \quad (5.4)$$

Практична реалізація алгоритмів керування дозволяє виявити особливості, які не проявляються при математичному моделюванні, але впливають на якість керування. До таких особливостей відносяться: неідеальності інвертора, чутливість до завад у вхідних сигналах та ефекти параметричної невизначеності систем автоматичного керування.

II та III алгоритми непрямого векторного керування кутовою швидкістю асинхронним двигуном (АД) реалізовані на експериментальній установці, функціональна схема якої представлена на рис. 5.2.

До складу установки входять: спеціалізований контролер на основі DSP TMS320C32; трифазний ШІМ-інвертор із частотою модуляції 10 кГц, номінальним струмом 20 (А) та напругою 380 (В); АД (номінальна потужність 0,75 кВт, номінальний момент 2,5 Нм, $R_{1N}=11$ Ом, $R_{2N}=5,51$ Ом, $L_1=L_2=0,95$ Г, $L_m=0,91$ Г, $J=0,0036$ кгм²); двигун постійного струму зі струмовим керуванням в якості навантажувальної машини; персональний комп'ютер; датчик напруги (ДН) в ланці постійного струму; датчик кутової швидкості АД (ДШ).

Елементи R_3 та К необхідні для плавного зарядження ємності фільтру випрямляча C_ϕ . Вимір струмів здійснюється за допомогою двох датчиків струму (ДС). Період квантування за часом при цифровій реалізації алгоритмів керування дорівнює 200 мкс. Клампер використовується для стабілізації напруги в ланці постійного струму при генераторному режимі роботи АД. В дослідженні використовувався стандартний тест, а саме відпрацювання заданої траєкторії зміни кутової швидкості АД з наступним накиданням номінального моменту навантаження у вигляді стрибка під час руху з постійною кутовою швидкістю.

З метою порівняння статичних та динамічних характеристик системи векторного керування кутовою швидкістю АД з II та III – регуляторами, кожен з тестів проводився під час збільшеного в 1,5 разів активного опору ротору R_{2N} в алгоритмі керування ($eR_2=1,5R_{2N}$), так і з номінальним значенням ($eR_2=R_{2N}$). Варіація активного опору ротору в алгоритмі керування

пов'язана з використанням в експерименті АД з короткозамкнутим ротором.

При тестуванні використовувалися наступні налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості $k_{\omega}=150$, $k_{\omega i}=37,5$; коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму: $k_i=55$, $k_{i i}=9531$. Для регуляторів кутової швидкості з ПІ та ПІІ топологією застосовувались коефіцієнти з однаковими значенням k_{ω} , $k_{\omega i}$.

Послідовність операцій під час експериментального досліджування наведена на рис. 5.12 [150].

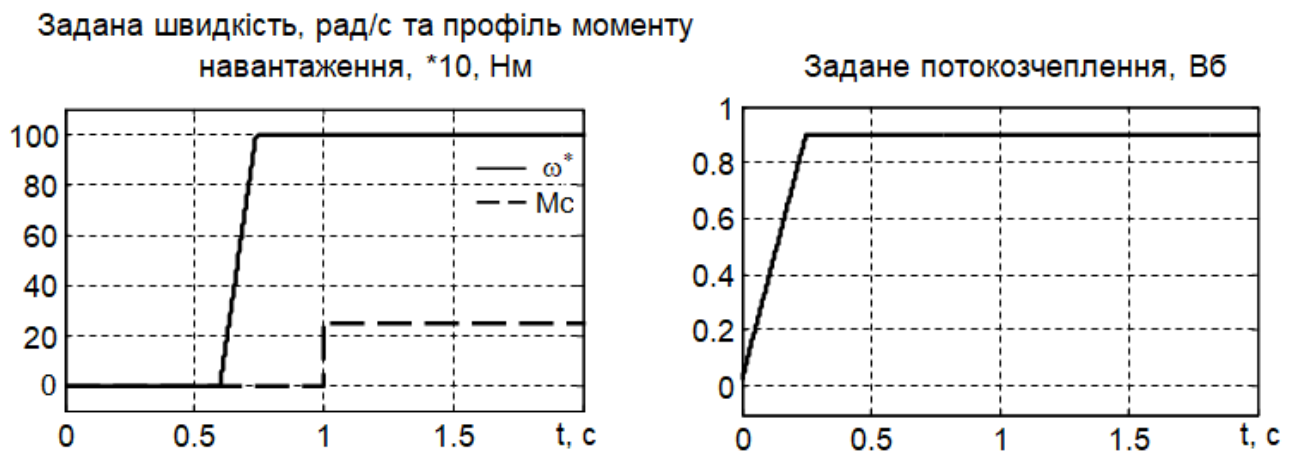


Рис. 5.12. Задані траєкторії кутової швидкості, профілю моменту навантаження та потокозчеплення

Дослідження системи керування за допомогою математичного моделювання проводилось за подібною послідовністю:

за момент часу від 0 до 0,25 (с) АД збуджується по заданій траєкторії модуля потокозчеплення ротора від початкового значення $\Psi^*(0)= 0,02$ (Вб) та досягає значення 0,9 (Вб) з першою похідною 3,52 (Вб/с);

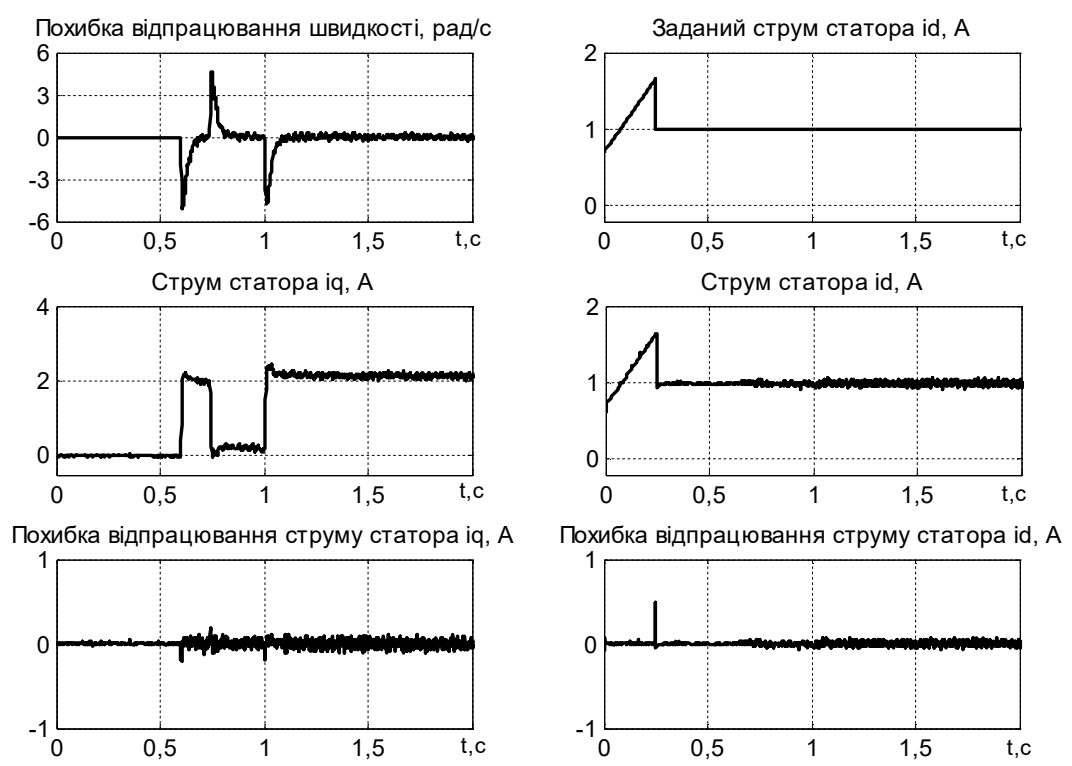
- з 0,6 (с) АД без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості від нульового початкового значення до 100 (рад/с) з першою похідною 710 (рад/с²);

- на 1 (с) до валу АД прикладається постійний момент навантаження.

На рис. 5.13 – рис. 5.20 представлені графіки перехідних процесів

координат системи векторного керування кутовою швидкістю АД з ПІ та ПІІ - регуляторами.

Експериментальні данні



Математичне моделювання

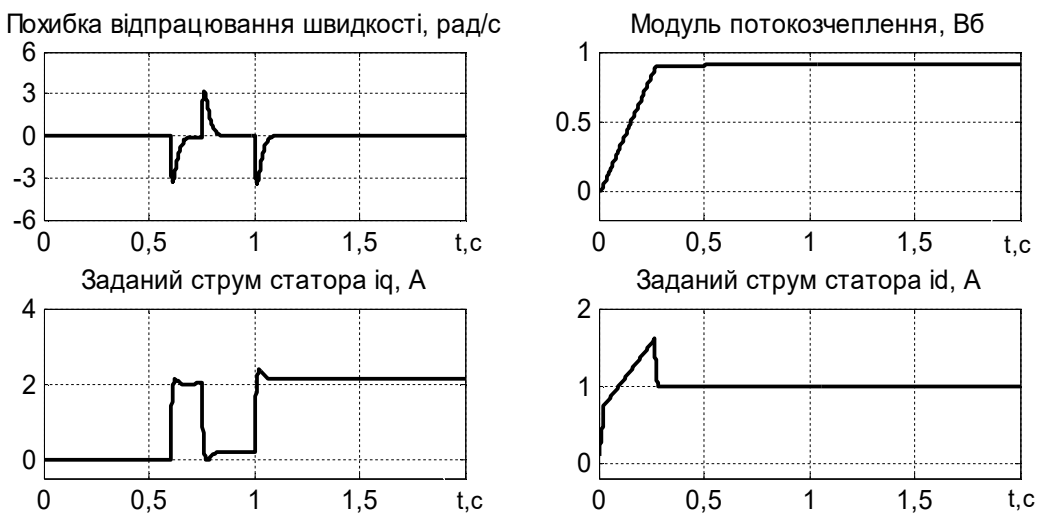


Рис. 5.13. Перехідні процеси векторної системи з ПІІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (без варіації R_{2N})

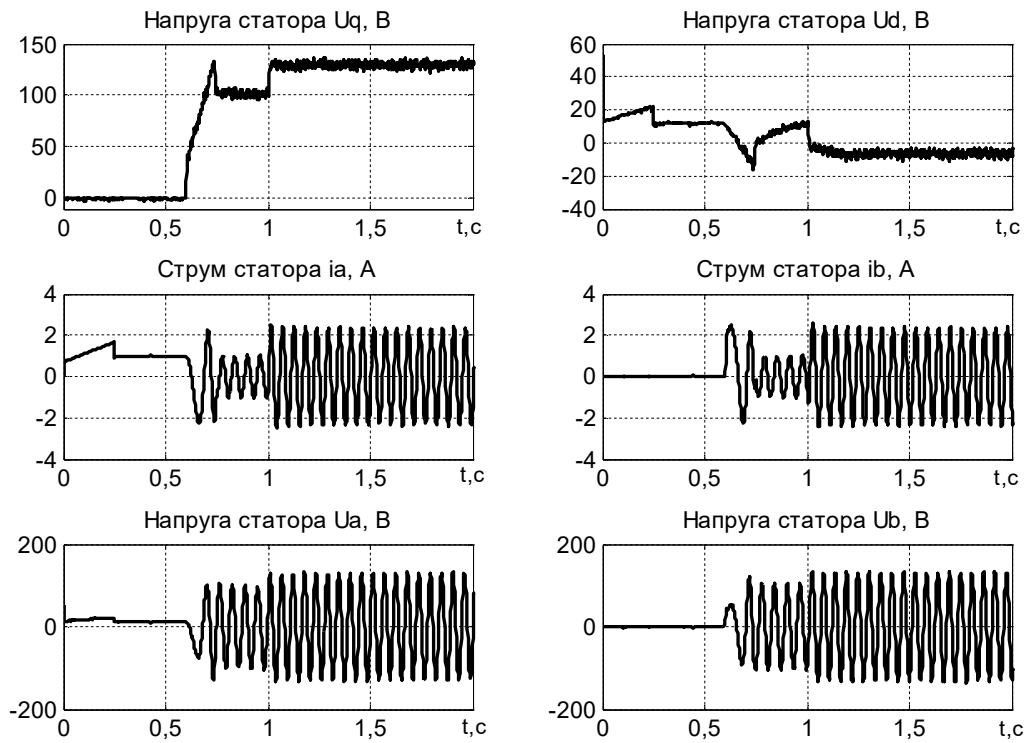
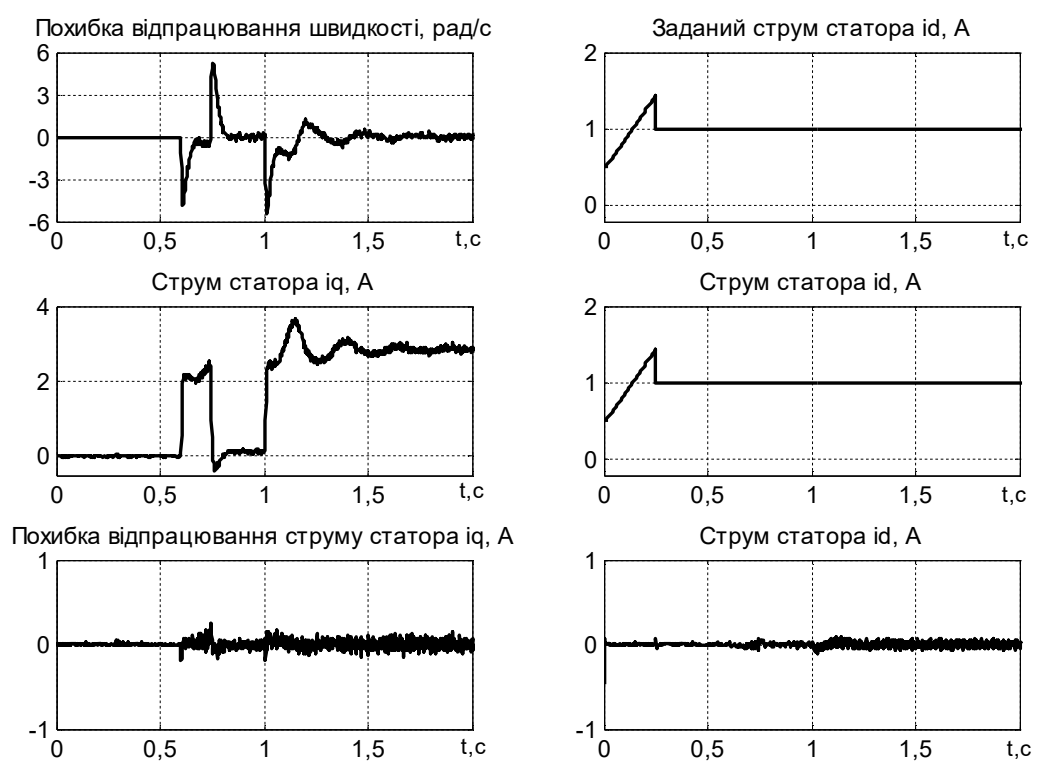


Рис. 5.14. Експериментальні перехідні процеси векторної системи з ПІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (без варіації R_{2N})

Експериментальні данні



Математичне моделювання

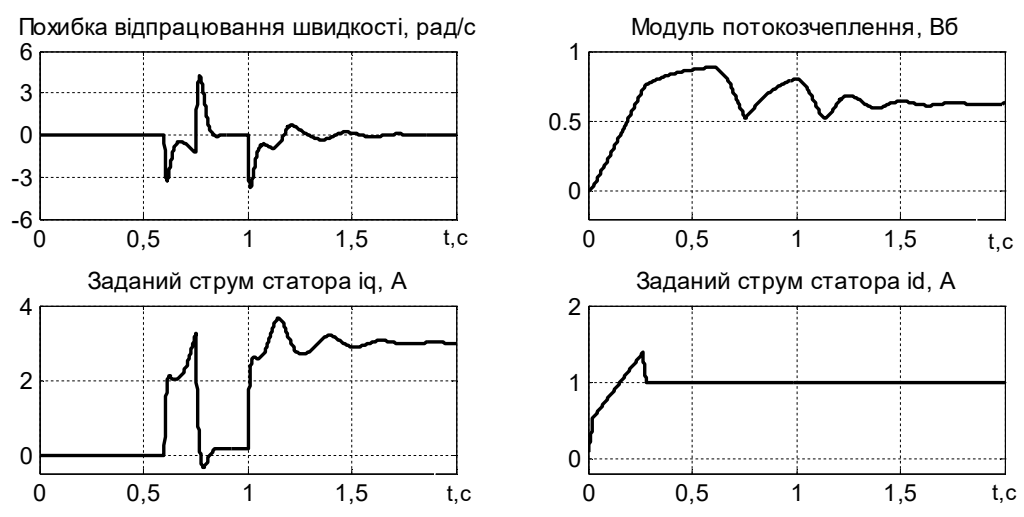


Рис. 5.15 Перехідні процеси векторної системи з ПІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (з варіацією $eR_2=1,5R_{2N}$)

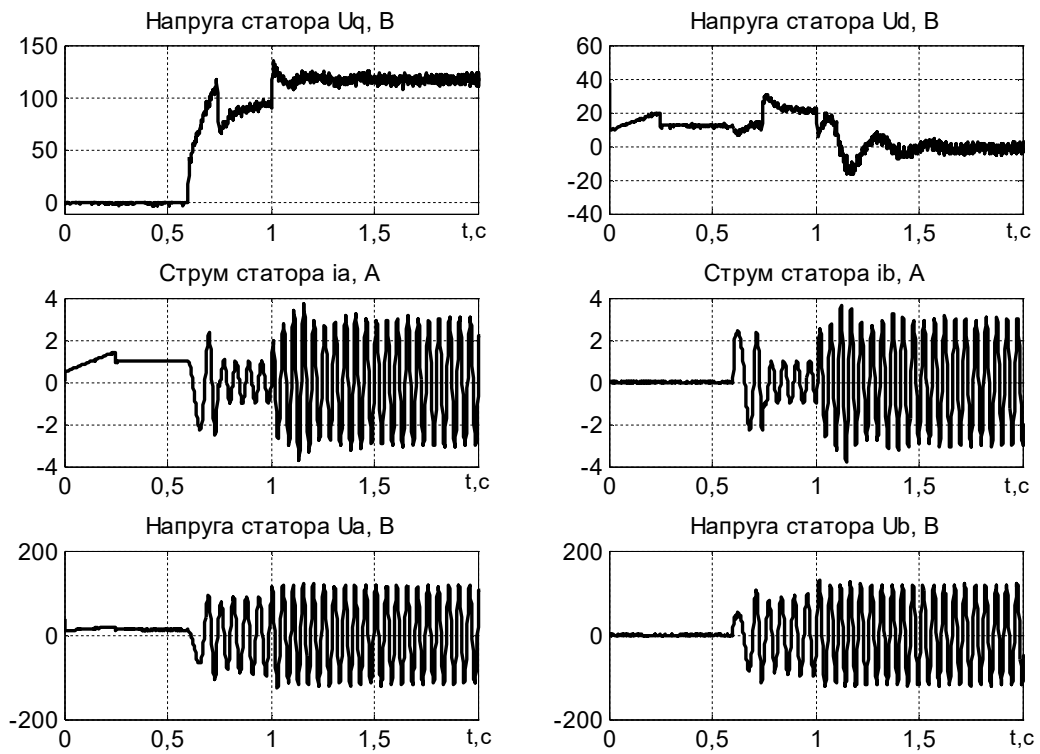
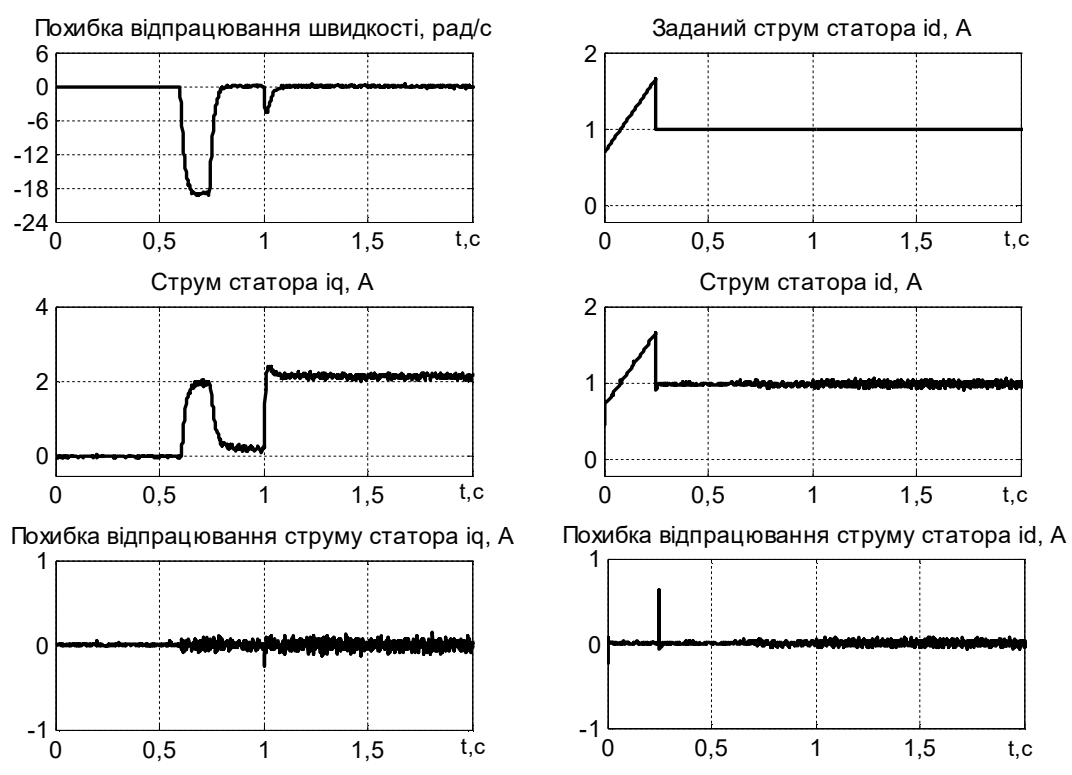


Рис. 5.16. Експериментальні перехідні процеси векторної системи з ПП алгоритмом керування кутовою швидкістю (з варіацією $\epsilon R_2 = 1,5 R_{2N}$)

Експериментальні данні



Математичне моделювання

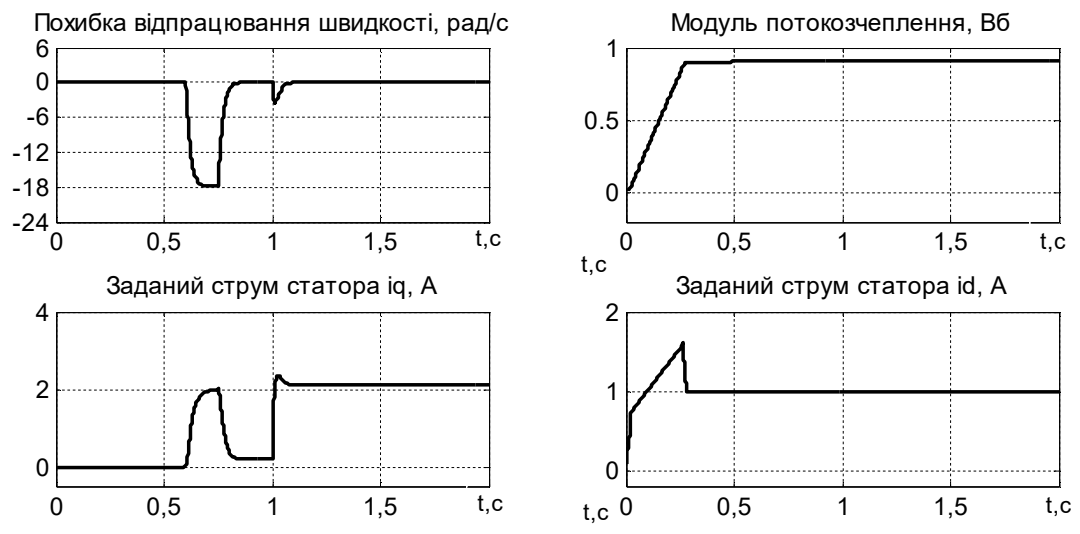


Рис. 5.17. Перехідні процеси векторної системи з ІІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (без варіації R_{2N})

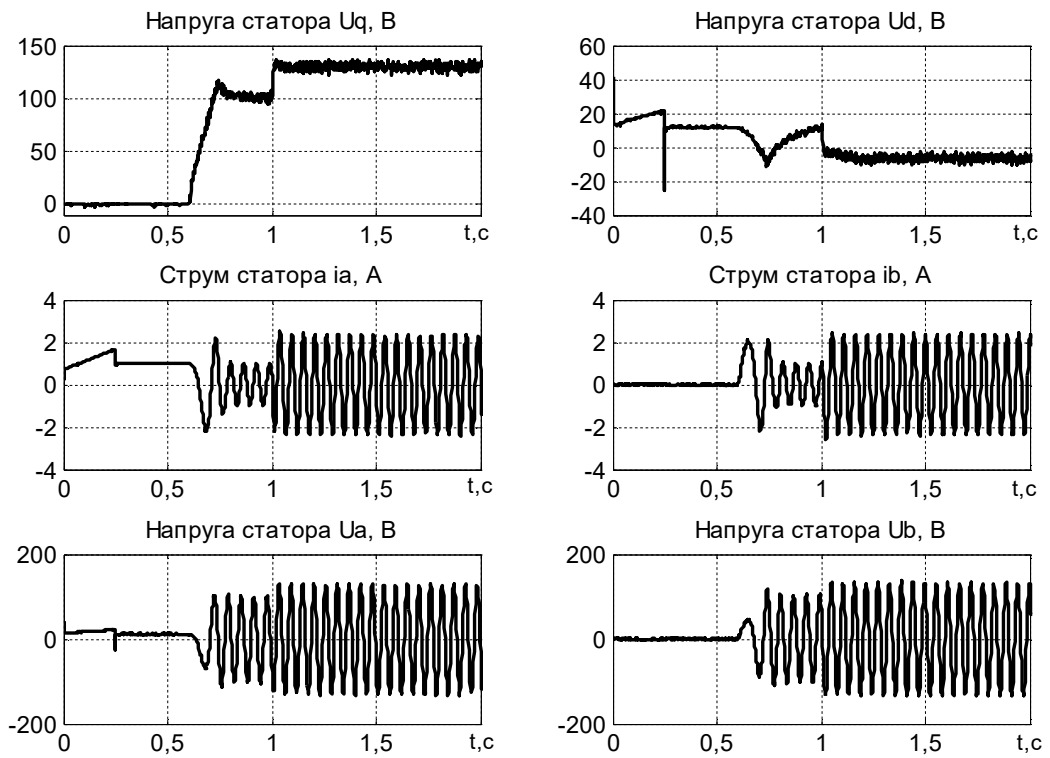
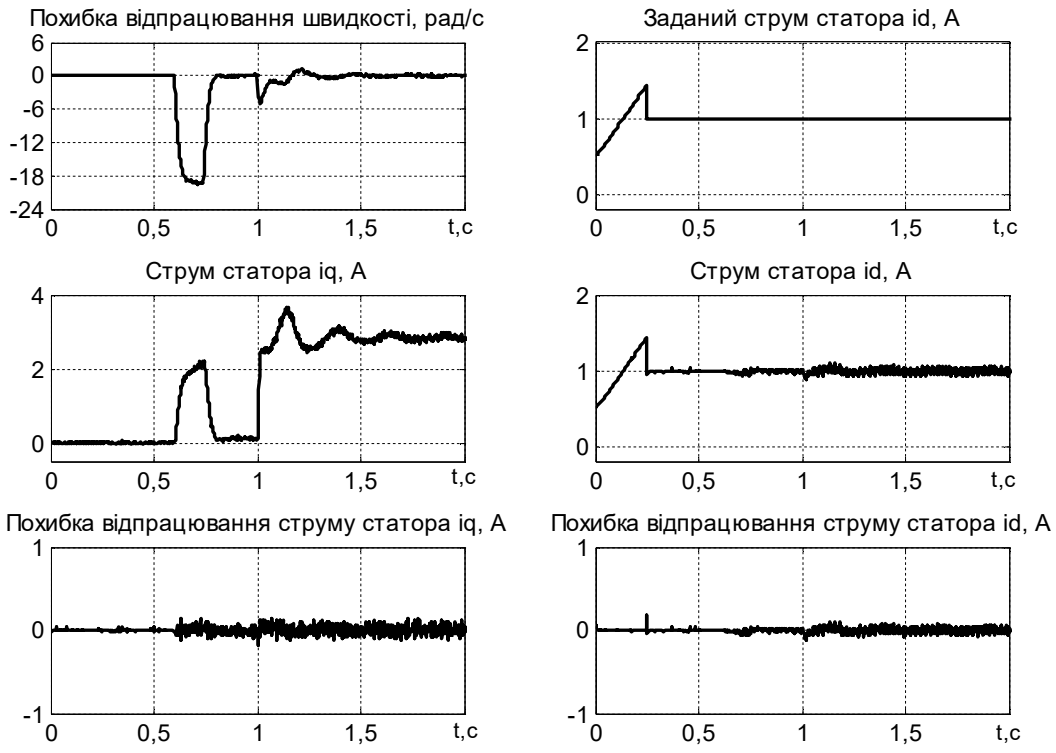


Рис. 5.18. Експериментальні перехідні процеси векторної системи з ІІІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (без варіації R_{2N})

Експериментальні данні



Математичне моделювання

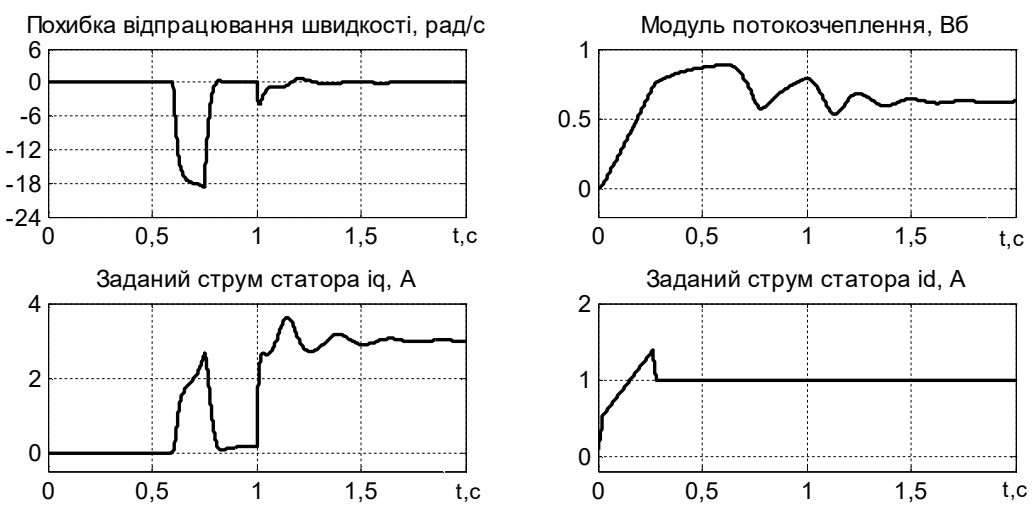


Рис. 5.19. Перехідні процеси векторної системи з ПП алгоритмом керування кутовою швидкістю (з варіацією $eR_2=1,5R_{2N}$)

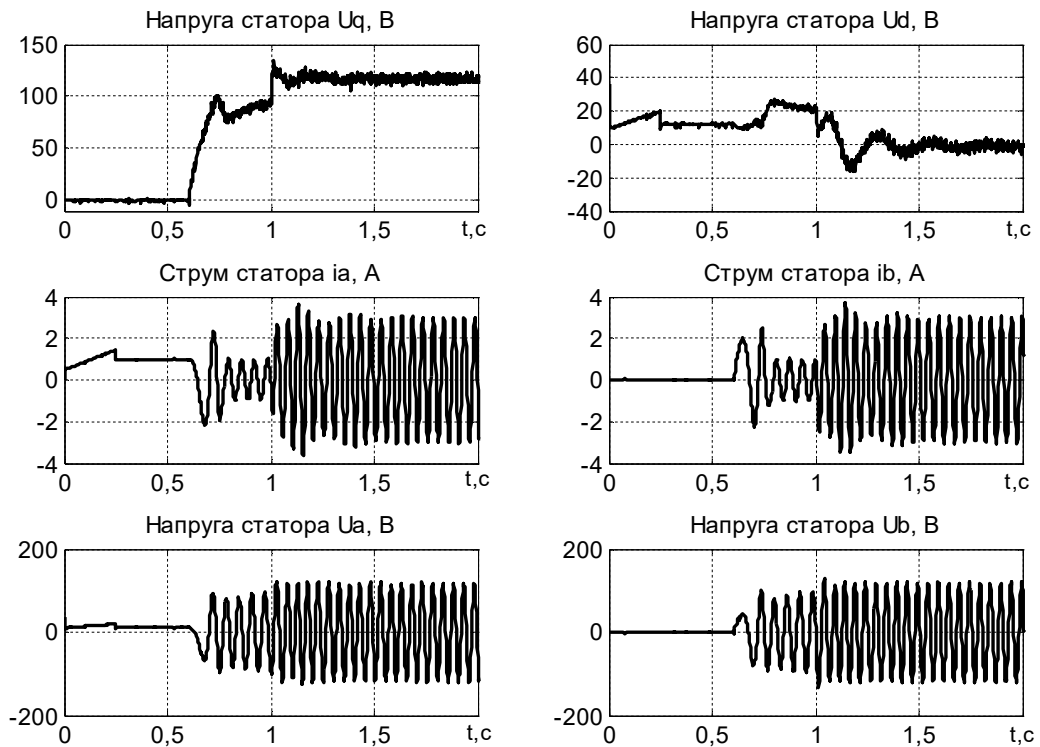


Рис. 5.20. Експериментальні перехідні процеси векторної системи з ІІ алгоритмом керування кутовою швидкістю (з варіацією $\epsilon R_2 = 1,5R_{2N}$)

Показники якості системи керування, а саме: кутовою швидкістю, компонентою струму статора по вісі q та модулем потокозчеплення ротору – приведено в таблицях 5.5, 5.6 та 5.7 відповідно.

Прийняті наступні позначення:

ІІ – інтегрально - пропорційний регулятор;

ІІІ – традиційний пропорційно-інтегральний регулятор.

В чисельнику наведені експериментальні данні показників якості системи керування, а в знаменнику – значення що оцінені за допомогою математичного моделювання.

Таблиця 5.5 – Показники якості керування кутовою швидкістю АД

Значення активного опору ротора в алгоритмі керування eR_2 , Ом	Показники керування при $\omega^*=100$ рад/с					
	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження			
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с		час компенсації t_k , с		max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с	
	III	III	III	III	III	III
$1,5R_{2N}$	<u>19,51</u>	<u>5,207</u>	<u>0,5</u>	<u>0,5</u>	<u>5,164</u>	<u>5,427</u>
	18,6	4,212	0,391	0,481	3,783	3,725
R_{2N}	<u>19,36</u>	<u>5,079</u>	<u>0,081</u>	<u>0,081</u>	<u>4,791</u>	<u>4,797</u>
	17,86	3,29	0,074	0,074	3,395	3,395

Таблиця 5.6 – Показники якості керування струмом статора iq АД

Значення активного опору ротора в алгоритмі керування eR_2 , Ом	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження	
	max значення iq_{max} , А		max відхилення Δiq , А	
	III	III	III	III
$1,5R_{2N}$	<u>2,205</u>	<u>2,516</u>	<u>0,82</u>	<u>0,809</u>
	2,637	3,25	0,622	0,664
R_{2N}	<u>2,028</u>	<u>2,243</u>	<u>0,306</u>	<u>0,362</u>
	2,002	2,121	0,253	0,253

Таблиця 5.7 – Показники якості керування модулем потокозчеплення ротору АД

Значення активного опору ротора в алгоритмі керування eR_2 , Ом	Показники керування при $ \Psi ^*=0,9$ Вб			
	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження	
	динамічна похибка $\Delta \Psi $, Вб		статична похибка $ \Psi $, Вб	
	III	III	III	III
$1,5R_{2N}$	0,369	0,376	0,278	0,278

Висновки по підрозділу

Порівняльний аналіз систем керування кутовою швидкістю з ПП та ІП – регуляторами проведено за допомогою прямого оцінювання статичних та динамічних характеристик, які одержані експериментальним шляхом та за рахунок математичного моделювання процесів під час дії варіації активного опору ротора АД в алгоритмі керування ($1,5R_{2N}$) та однакових коефіцієнтах пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості, дозволив визначити:

- система векторного керування з ПП – регулятором забезпечує астатичне керування кутовою швидкістю АД під навантаженням;
- динамічна похибка кутової швидкості при використанні ІП алгоритму керування збільшується на 14 % в порівнянні з похибкою, що виникає під час застосування ПП алгоритму керування;
- показники якості системи керування кутовою швидкістю, компонентою струму статора по вісі q та модулем потокозчеплення ротору при компенсуванні змін навантаження є майже однаковими;
- максимальне значення струму статора i_q при відпрацюванні траєкторії кутової швидкості під час розгону АД з ПП - регулятором на 0,31 (А) менше ніж при використанні ІП – регулятора.
- перехідні процеси координат системи векторного керування з ПП алгоритмом мають менші пульсації та мають більш рівномірний характер в порівнянні з системою, що застосовує ІП – регулятор кутової швидкості;
- ПП та ІП - регулятори при варіаціях активного опору ротора не забезпечують необхідних показників якості відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості. Під час компенсування зміни навантаження виникає статична похибка модуля потокозчеплення ротора 0,3 (Вб).

5.2 Практична реалізація та результати експериментальних досліджень системи підпорядкованого регулювання швидкості ДПС з НЗ

Застосування нових законів керування в СПР вимагає їхнього експериментального тестування, тому що системи керування мають деякі особливості, що не враховуються при математичному моделюванні, але впливають на якість керування [127-132], а саме:

- зміна активних опорів внаслідок нагрівання обмоток якоря та збудження;
- неідеальність магнітних матеріалів та геометричної структури;
- наявність магнітного насичення та вихрових струмів;
- вплив реакції якоря на магнітне поле збудження та величину магнітного потоку;
- неідеальність тиристорного перетворювача.

Тому дослідження СПР кутовою швидкістю ДПС з НЗ здійснено шляхом практичної реалізації на експериментальній установці [142]. Результати експериментальних досліджень порівняно з результатами моделювання. Проведено дослідження якості керування законів керування, розроблених на основі КЗЗД з МЛФ та традиційних з налаштуванням регуляторів на симетричний або модульний оптимум.

Загальна функціональна схема експериментальної установки по дослідженню системи з підпорядкованим регулюванням електропривода постійного струму зображена на рис. 5.21. До її складу входять:

- два тиристорних перетворювача типу БТУ 3601 40 А/380 В (UZ) [133, 134]. Силова частина перетворювачів складаються з двох трьохфазних мостових комплектів тиристорів «В» та «Н», що працюють за роздільним принципом. Керування кутовою швидкістю здійснюється двоконтурною СПР з ПІ-регуляторами струму РС та кутової швидкості РШ;

- персональний комп'ютер ПК використовується для програмування, налагодження та завантаження програм, та аналізу перехідних процесів;
- датчик кутової швидкості ДШ;
- пульт керування забезпечує роботу двох ДПС як в режимі досліджувальної та навантажувальної машини;
- джерела живлення обмоток збудження ОЗМ ДПС.

Необхідний струм збудження задається за рахунок зміни активного опору R_3 . В якості вимірювальних елементів струму в силовому колі використовують трансформатори струму. Сума сигналів за струмом від усіх трьох фаз пропорційна струму якоря двигуна. Для виміру кутової швидкості в системі використовується тахогенератор типу ЭТ 7.

Функціональна схема пульта керування експериментальної установки представлена на рис. 5.22, де: R_{31} , R_{32} – опори, якими задається необхідна величина сигналу завдання від 0 до ± 10 (В); $U_{\omega*}$, U_{i*} – сигнали завдання по кутовій швидкості та струму якоря; $SA1$ - $SA4$ – перемикачі.

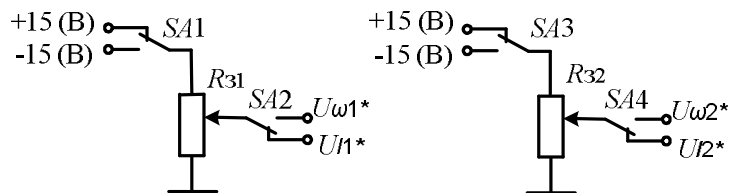
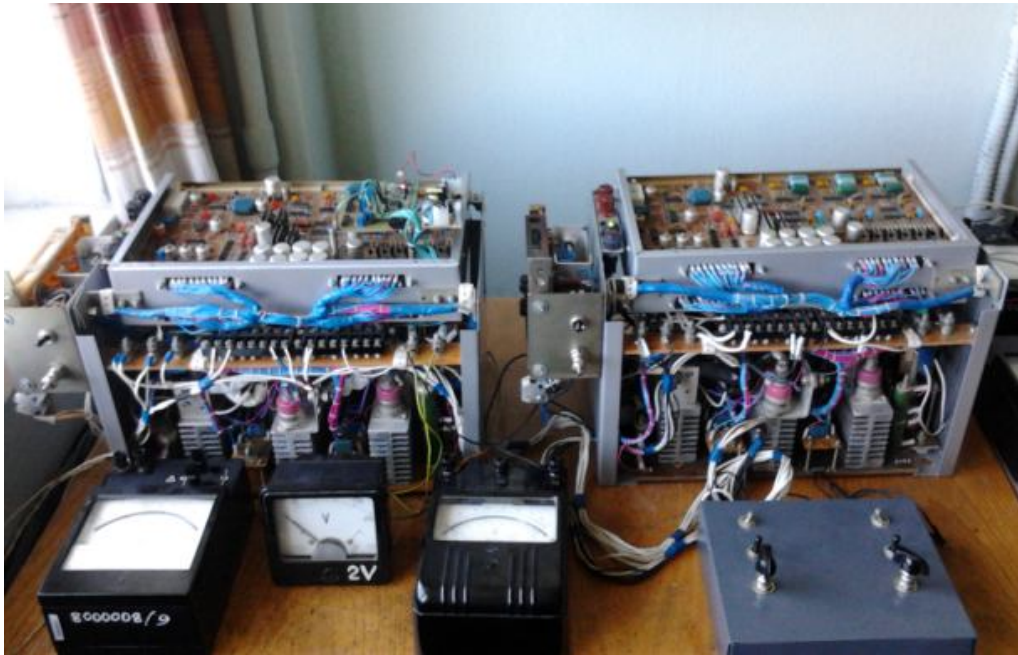


Рис. 5.22. Функціональна схема пульта керування

Зовнішній вигляд реалізованої експериментальної установки по дослідженню систем з підпорядкованим регулюванням координат електропривода постійного струму на базі серійних тиристорних перетворювачів типу БТУ 3601 показано на рис. 5.23.



а)



б)

Рис. 5.23. Експериментальної установки по дослідженню систем з підпорядкованим регулюванням координат електропривода постійного струму, а саме: а) серійні перетворювачі БТУ 3601 та пульт керування, б) електромеханічна пара експериментальної установки на основі ДПС з НЗ.

Для більш зручної зміни структури та параметрів регулятора кутової швидкості був розроблений цифровий регулятор, принципова схема регулятора якого представлена на рис. 5.24, що складається з наступних елементів:

- STM32VLDISCOVERY – налагоджувальна плата на базі мікроконтролера STM32F100RBT6B (Microelectronics) [135-139], який встановлений у 64-вивідному корпусі LQFP. Для внутрішньосхемного

проектування та налаштування та платі знаходиться налаштовувач/програматор ST-Link, який може використовуватися як окремий пристрій. Живлення плати можливе від USB інтерфейсу або від зовнішнього джерела 2.0 – 5 В. STM32F100RBT6B включає в себе: високопродуктивний ARM Cortex™-M3 32-розрядний процесор, RISC-ядро якого опрацює на частоті 24 МГц; високошвидкісну вбудовану пам'ять (флеш-пам'ять до 128 Кbytes та SRAM до 8 Кbytes); широкий набір периферії та порти I/O, що підключені до двох APB шин, один 12-розрядний АЦП, 2×12-розрядних ЦАП, 6 таймерів загального призначення 16-розрядних та один розширеного ШИМ - таймера. Всі пристрої використовують стандартні комунікаційні інтерфейси (2×SPI, 2×I2C, 3×USART до 2х I2Cs, HDMI CEC);

- імпульсне джерело живлення потужністю 5 Вт з одним виходом PS-05-5(Mean Well);

- USB інтерфейс;

- операційні підсилювачі DA1-DA3 (К553УД2), що використовуються для перетворення аналогового різнополярного сигналу в однополярний та навпаки.

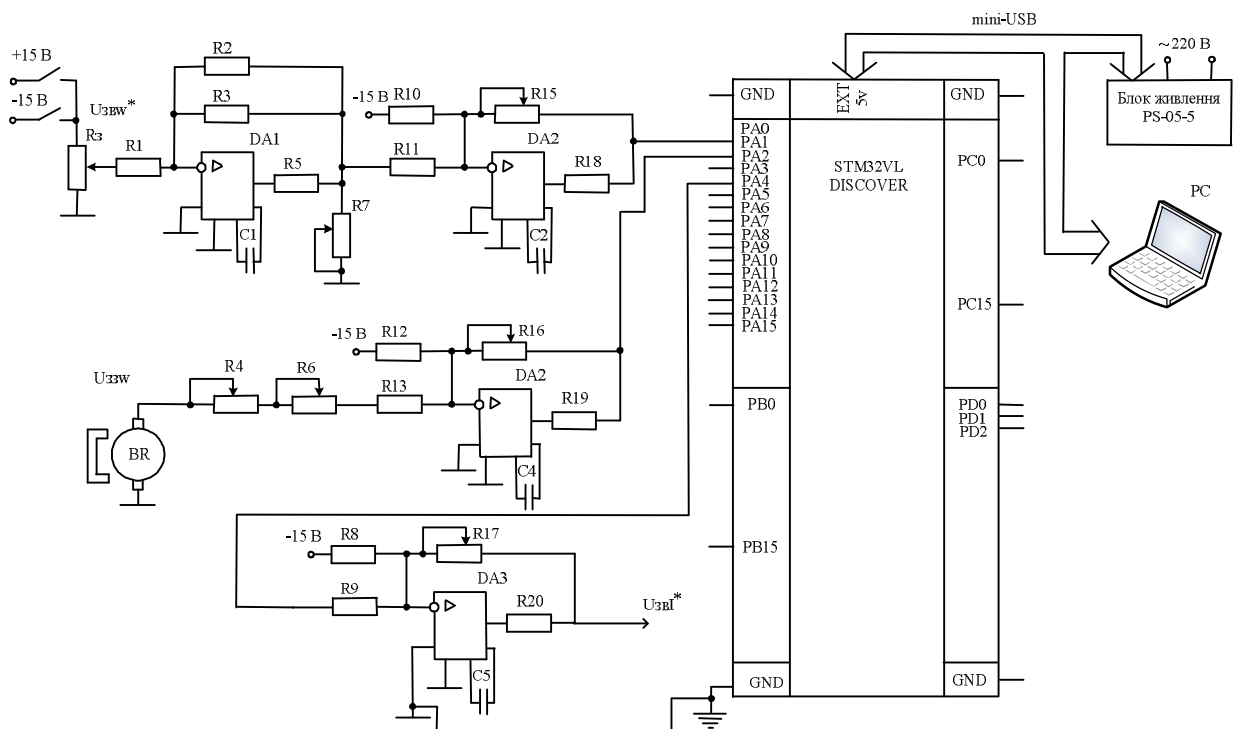


Рис. 5.24. Принципова схема цифрового регулятора кутової швидкості

Період квантування за часом при цифровій реалізації законів керування дорівнює 10 мкс. Програмування цифрового регулятора кутової швидкості проводилось на мові високого рівня С в програмному середовищі CoCoX CoIDE (1.7.2) та за допомогою програми STM32 ST-LINK Utility. Диференційні рівняння вирішувалися за допомогою методу Ейлера.

Лістинг програм законів керування кутовою швидкістю ДПС на основі концепції зворотної задачі динаміки та традиційних, налаштованих на симетричний оптимум, наведено в додатку Д. Структурно програми складаються з частини, яка обслуговує периферійні пристрої, та частини, що безпосередньо реалізує закони керування.

Зовнішній вигляд реалізованого цифрового регулятора кутової швидкості, який інтегрований у в БТУ 3601, зображено на рис. 5.25.

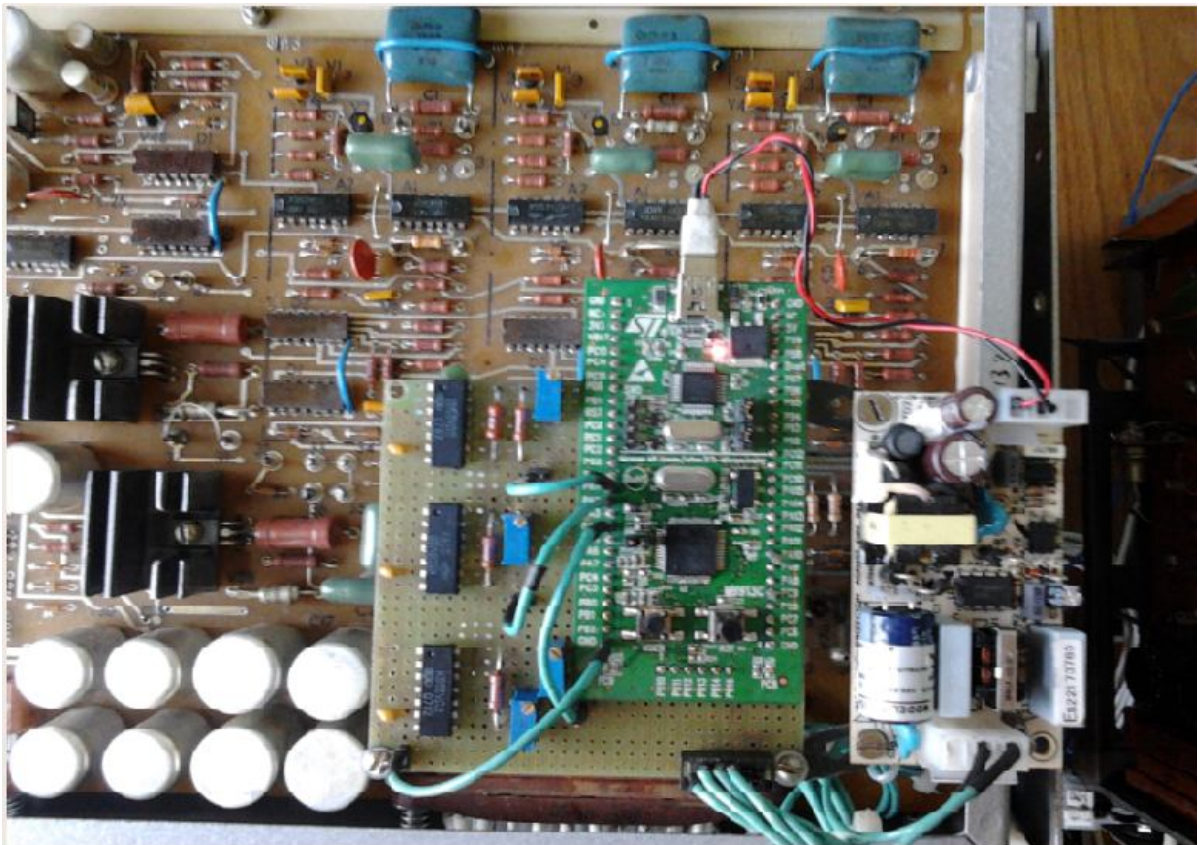


Рис. 5.25. Зовнішній вигляд цифрового регулятора швидкості

Дослідження законів керування на експериментальній установці

здійснювалося при дії параметричного та координатного збурення у вигляді зменшення вдвоє коефіцієнта кола збудження $c\Phi/2$. Проведено порівняння якості керування законів на основі концепції зворотних задач динаміки та традиційних. Результати експериментальних досліджень співставлено з результатами моделювання.

Структурна схема системи регулювання кутовою швидкістю ДПС з НЗ на основі КЗЗД з МЛФ має вигляд, представлений на рис. 4.19.

Традиційні ПІ-регулятори струму та швидкості, що налаштовані на модульний та симетричний модулі відповідно, мають наступні розрахункові параметри, а саме:

пропорційна складова регулятора струму $k_{pi}=0,13$;

інтегральна складова регулятора струму $k_{ii}=15,2$;

пропорційна складова регулятора кутової швидкості $k_{p\omega}=12,02$;

інтегральна складова регулятора кутової швидкості $k_{i\omega}=120,6$.

Розрахункові параметри запропонованого регулятора кутової швидкості дорівнюють $\alpha_0=7$, $k_w=21$ та $k_{in}=5$. При дослідженні СПР параметри регулятора струму залишаються не змінними.

Оскільки аналітично отримані параметри регуляторів базуються на спрощених моделях, то необхідно робити ручне налаштування [119]. Внаслідок чого отримуємо наступні параметри регуляторів, а саме: $k_{pi}=0,64$, $k_{ii}=81,17$, $k_{p\omega}=34,2$, $k_{i\omega}=427,6$, $\alpha_0=30$, $k_w=20$ та $k_{in}=5$.

Паспортні дані ДПС з НЗ наведені в табл. В.6.

При виконанні дослідження використовувався стандартний тест: відпрацювання заданої траєкторії зміни кутової швидкості у вигляді східчастої функції з наступним накиданням східчастого моменту навантаження при русі з постійної кутовою швидкістю.

На рис. 5.26 та рис. 5.27 представлені графіки перехідних процесів кутової швидкості та струму (а, б) при номінальних параметрах об'єкту керування та (в, г) під час дії збурення, які були отримані за допомогою системи тестування електроприводів змінного струму "СТЕП-2".

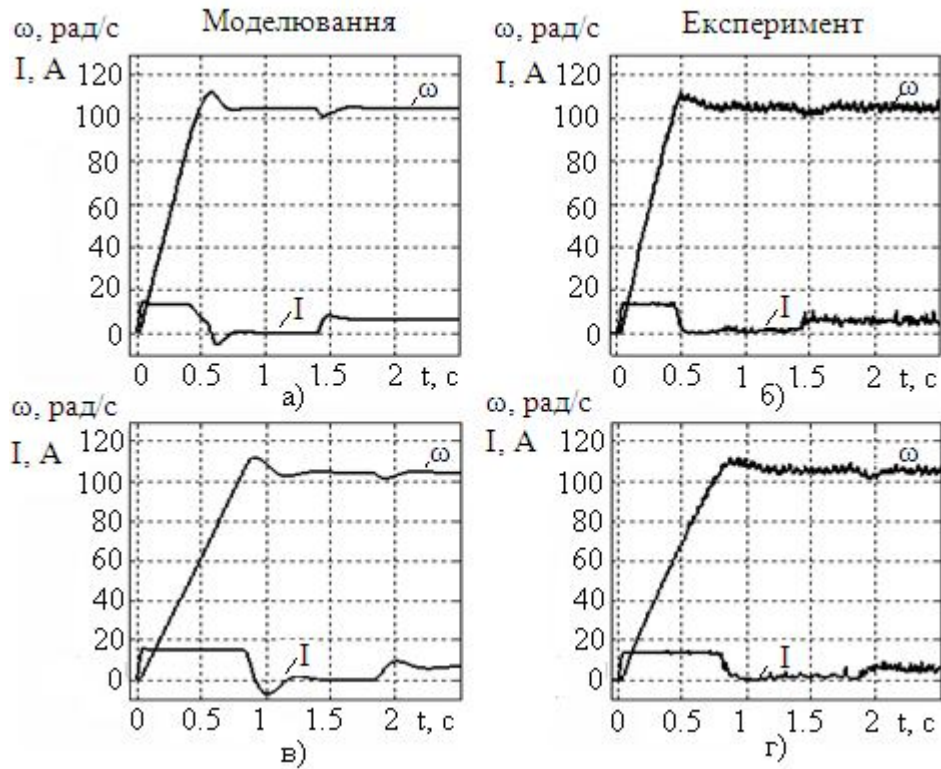


Рис. 5.26. Графіки перехідних процесів кутової швидкості та струму з традиційними регуляторами

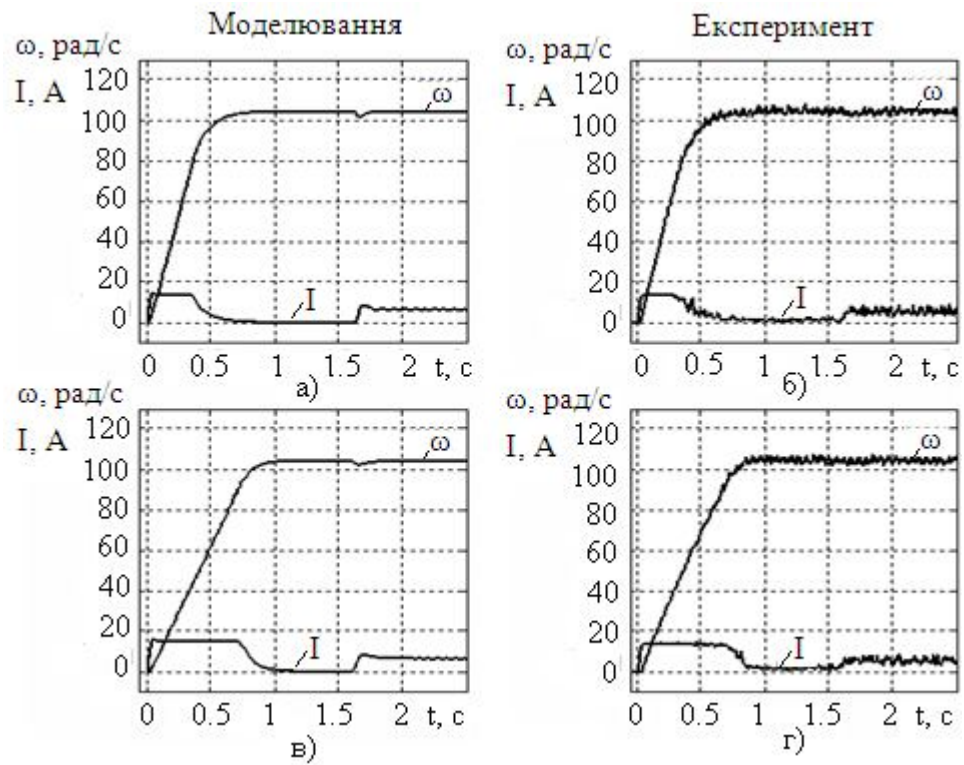


Рис. 5.27. Графіки перехідних процесів кутової швидкості та струму з регулятором кутової швидкості на основі КЗЗД

Показники якості систем керування кутової швидкістю наведено в табл. 5.8. В чисельнику наведені показники якості, що отримані методом математичного моделювання, а знаменнику представленні показники, які отримані на експериментальній установці.

Таблиця 5.8 - Показники якості СПР кутової швидкості ДПС з НЗ

Регулятор	t_n, c	t_p, c	$\sigma, \%$	$\mu, \%$	Навантаження	
					t_k, c	$\Delta\omega_{max}, \text{рад/с}$
ПІ	<u>0,48</u>	<u>0,66</u>	<u>6,95</u>	<u>7,42</u>	<u>0,37</u>	<u>3,77</u>
	0,45	0,65	4,77	7,3	0,35	3
З	<u>0,39</u>	<u>0,66</u>	0	без	<u>0,25</u>	<u>2,83</u>
	0,39	0,68		коливань	0,23	2,4
ПІ (зб.)	<u>0,83</u>	<u>1,03</u>	<u>6,97</u>	<u>25</u>	<u>0,46</u>	<u>2,9</u>
	0,81	1,08	4,8	7,6	0,42	2,4
З (зб.)	<u>0,64</u>	<u>0,9</u>	0	без	<u>0,29</u>	<u>2,06</u>
	0,61	0,83		коливань	0,24	1,5

де ПІ – пропорційно-інтегральний регулятор; З – запропонований регулятор; (зб.) – параметричне збурення.

З перехідних характеристик та похибок кутової швидкості, які представлені на рис. (5.26, 5.27) та в табл. 5.8 можна побачити, що СПР з запропонованим регулятором кутової швидкості має кращі показники якості та має меншу чутливість до параметричних та координатних збурень під час відпрацювання завдання у вигляді стрибка.

5.3 Результати експериментальних досліджень системи підпорядкованого керування швидкості ДПС з НЗ з аналоговими регуляторами

Сучасний технологічний рівень дозволяє застосувати електропривод змінного струму замість приводу постійного струму, тому що асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором (АД) є більш надійним та дешевим електродвигуном у порівнянні з двигуном постійного струму з незалежним

збудженням (ДПС) [143]. Ефективність АД доведена у секторах промисловості, що пов'язані з агресивними умовами навколишнього середовища та високим рівнем забрудненості.

Основним недоліком аналогового привода постійного струму є складність у налаштуванні, низька завадостійкість та варіація параметрів під час роботи. Привод постійного струму більше споживання реактивної потужності з мережі ($\cos\varphi\approx 0.85$) ніж частотно-регульований привод. ($\cos\varphi\approx 0.9$). Лінійні струми приводів постійного струму мають крім основної гармоніки ще 5, 7 та 13-у гармоніки. У перетворювачах частоти перемикання біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) практично не створює низькочастотних спотворень.

Але електропривод постійного струму забезпечує високі показники якості керування у динамічних режимах з постійним моментом обертання та жорсткі вимоги за перевантаженої здатності у широкому діапазоні швидкостей. 85% регульованих електроприводів постійного струму до 250 кВт використовують незалежну вентиляцію, яка забезпечує ефективне відведення тепла від ротору ДПС у всьому діапазоні швидкостей. 90% регульованих електроприводів змінного струму з АД до 250 кВт використовують власну вентиляцію, яка є не ефективною у всьому діапазоні швидкостей. На низьких швидкостях відведення тепла фактично не можливе. ДПС можна спроектувати з базовою частотою обертання у діапазоні від 300 до 4000 об/хв для кожної робочої точки. Область роботи ДПС з послабленням поля складає 1:5.

Робочі характеристики двигунів показують, що ДПС корисніше використовувати за АД під час тривалої роботи на низьких швидкостях та для широкого діапазону швидкостей при постійній потужності [144]. У перетворювачах постійного струму існує один контур перетворення енергії (змінний струм (AC)/постійний струм (DC)), у якому втрати потужності складають 0.8÷1.5% від загальної потужності. Перетворювачі частоти у свою чергу мають два контури перетворення енергії (AC/DC та DC/AC), що

складає 2÷3% втрат від загальної потужності.

Експлуатаційні якості систем підпорядкованого регулювання (СПР) привели до широкого застосування в електроприводах як змінного так і постійного струму. С. Кесслер сформулював основні положення побудови швидкодіючих електромеханічних систем. Кожна координата об'єкту керування регулюється має окремий регулятор. Регулятори координат з'єднані послідовно між собою, на вході кожного регулятора порівнюються сигнали, які пропорційні заданому й реальному значенням регульованої координати. Вихідний сигнал регулятора виступає завданням для регулятора внутрішнього контуру, а обмеження регульованої координати досягається обмеженням сигналу її завдання.

Недоліком СПР є менша швидкодія, що пов'язана з послідовним впливом на систему через внутрішні контури, а не відразу на вхідну ланку об'єкта керування. Для забезпечення заданої якості керування потрібні точні значення параметрів об'єкта, в наслідок того що передаточні функції регуляторів координат електропривода, які налаштовані на поширений модульний або симетричний оптимум, компенсують відповідні ланки об'єкта керування з метою одержання необхідної передаточної функції контуру керування. Тип регулятора визначається об'єктом регулювання, у передаточній функції якого виділяються члени з “великими” та “малими” сталими часу [145].

Переваги СПР полягають у можливості реалізації високих динамічних характеристик приводів, у зручній реалізації обмеження регулюючих координат, у простому налагодженні та експлуатації, а також в широкій уніфікації схем та конструкцій елементів. Тому найпоширеніші системи регулювання незважаючи на різні модифікації електроприводів мають принцип підпорядкованого регулювання параметрів з використанням універсальних блочних систем регулювання [4].

Верифікація алгоритмів керування СПР вимагає експериментального тестування, тому що автоматична система керування має особливості, що не

враховуються при математичному моделюванні, але впливають на якість керування: варіація активних опорів обмоток якоря та збудження; недосконалість магнітних матеріалів; наявність магнітного насичення та вихрових струмів; вплив реакції якоря на магнітне поле збудження та величину магнітного потоку; недосконалість напівпровідникових ключів перетворювача [117, 146, 147].

Тому була розроблена експериментальна установка по дослідженню системи з підпорядкованим регулюванням координат електропривода постійного струму на базі серійного тиристорного перетворювача БТУ 3601 та електричної машини постійного струму типу ПН 68.

Загальна функціональна схема експериментальної установки представлена на рис. 5.28. До її складу входять:

- тиристорний перетворювач типу БТУ 3601 40 А/380 В (UZ). Для лінеаризації регулювальної характеристики перетворювача у зонах переривчастого та безперервного струмів використовується нелінійна ланка (НЛ) з сигналом додатного зворотного зв'язку по ЕРС двигуна.

Вихідна напруга РШ обмежується рівнем насичення операційного підсилювача та з допомогою змінного резистору дільника, який підключається до виходу підсилювача.

РС формує напругу, що пропорційна різниці сигналів завдання та зворотного зв'язку за струмом. При перемиканні комплектів тиристорів «В» та «Н» одночасно ключами «В» та «Н» виконується зміна полярності вихідної напруги датчику струму для збереження від'ємного знаку зворотного зв'язку за струмом.

Нелінійна ланка сумує вихідну напругу струму U_{pc} , яка пропорційна струму двигуна, та напругу U_e зворотного зв'язку за ЕРС з різними коефіцієнтами передачі. Коефіцієнт передачі НЛ по входу U_{pc} є нелінійним та має залежність зворотною коефіцієнту передачі тиристорного перетворювача у зоні переривчастого струму. Коефіцієнт передачі НЛ по виходу є постійним.

Сигнал U_e формується функціональним перетворювачем ЕРС, маючи арксинусу характеристику, тобто зворотну регульовальну характеристику тиристорного перетворювача. Цим здійснюється приведення сигналу тахогенератора, що пропорційний ЕРС двигуна, до входу системи імпульсно-фазового керування (СІФК).

Різноплярна напруга керування U_k нелінійної ланки перетворюється перемикачем характеристик в напругу, що має одну полярність. Таким чином, у статичному режимі приводу на керуючий орган (КО) СІФК подається тільки від'ємна полярність напруги, незалежно від працюючого комплексу тиристорів. Керуючий орган СІФК забезпечує *min* та *max* обмеження кутів регулювання, налаштування початкового кута регулювання. СІФК виробляє імпульси керування для тиристорів. Фазовий зсув імпульсів відносно силової напруги на тиристорах пропорційний напрузі, яка йде до СІФК від КО.

Підсилювачі імпульсів узгоджують по потужності вихід СІФК з імпульсними трансформаторами. Крім того, в підсилювачі імпульсів ПІ відбувається здвоювання імпульсів.

Логічний пристрій (ЛП) роздільного керування необхідний для формування сигналів $вм. В$ та $вм. Н$, що керують ключами $В$ та $Н$ у давачі струму, перемикачі характеристик та колі імпульсних трансформаторів.

Командою для КЛ на перемикання комплектів являється зміна полярності сигналу $U_{нл}$ який пропорційний напрузі U_{pc} та коефіцієнту передачі НЛ. Контроль відсутності струму через тиристори здійснюється датчиком провідності вентилів ДПВ.

Елемент «І або (&)» здійснює логічне множення сигналів блокування $U_{бі}$ та $U_{бв}$ та має на виході логічний сигнал одиничного рівня у момент часу, коли відсутній струм через тиристор та керуючий імпульс на тиристорі.

При появі команди на перемикання комплектів та наявності на виході елемента & сигналу одиничного рівня КЛ формує сигнал $U_p=0$ нульового рівня, що запускає елемент відліку часу затримки. На період затримки часу

імпульсні трансформатори обох комплектів знаходяться у вимкненому стані, додатково сигнал $U_p=0$ забороняє формування імпульсів керування у СІФК. Після затримки часу відбувається підключення імпульсних трансформаторів до заданого комплекту, одночасно сигнал $U_p=1$ дозволяє формування імпульсів у СІФК;

- електрична машина постійного струму М1, параметри яких наведені в табл. 5.9;

Таблиця 5.9 – Паспортні дані електричної машини постійного струму типу ПН-68 (ГОСТ 183-41)

	Умовні позначення	Значення
Потужність	P_n , кВт	4,6
Напруга живлення	U_n , В	230
Номінальна швидкість ДПС	n_n , об/хв	1450
Струм якоря ДПС	I_n , А	20

- датчик кутової швидкості BR (ЭТ 7);

- пульт керування;

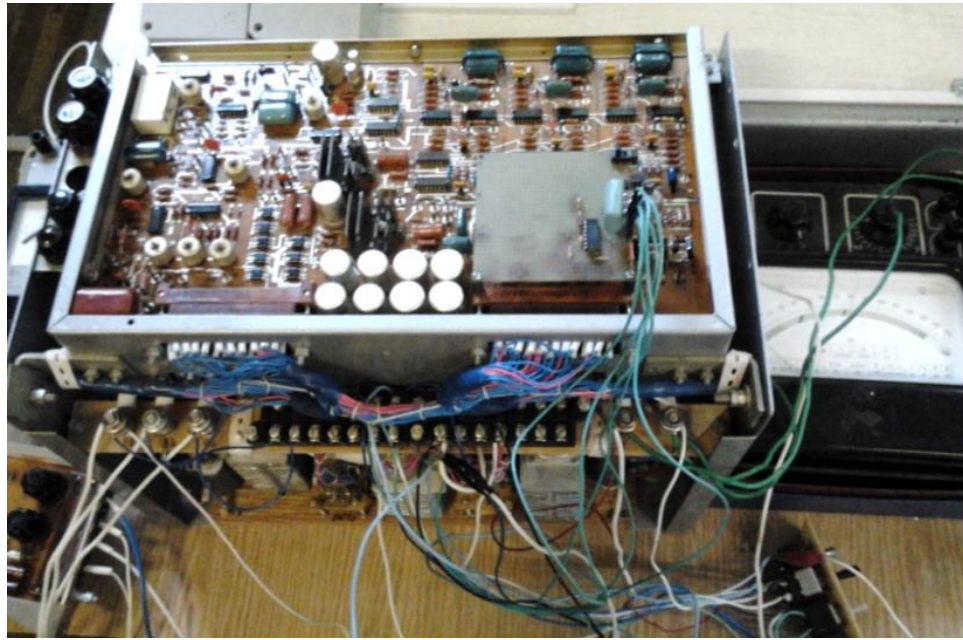
- джерела живлення обмоток збудження ОЗМ ДПС;

- навантажувальна машина М2 (АД), параметри яких наведені у табл.

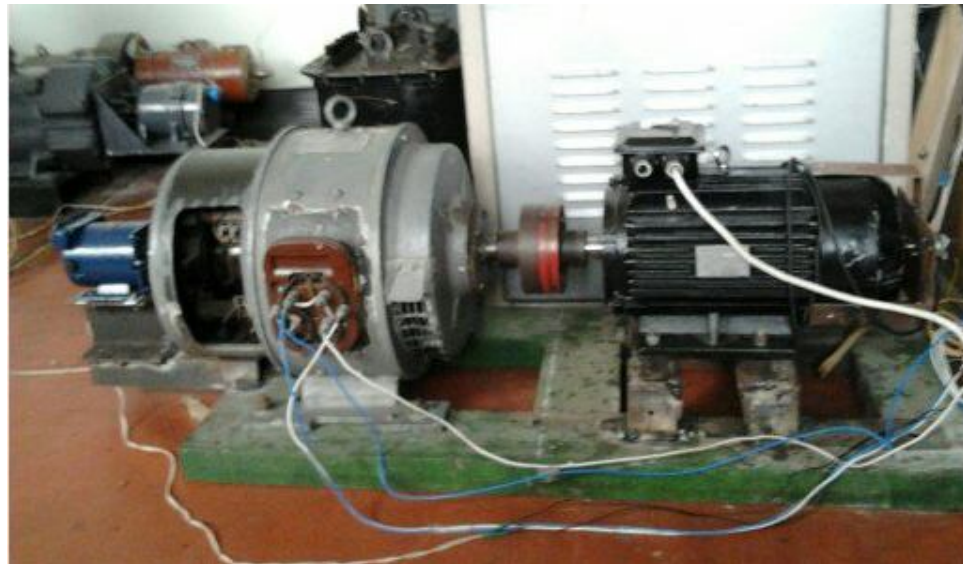
5.10 АД живиться від перетворювача частоти;

Таблиця 5.10 – Паспортні дані АД типу АИР112М4У2 (ГОСТ 183-74)

	Умовні позначення	Значення
Номінальна потужність	P_n , кВт	5,5
Номінальна напруга живлення	U_n , В	380
Номінальна швидкість ДПС	n_n , об/хв	1430
Номінальний струм	I_n , А	11,4
Коефіцієнт корисної дії (ККД)	η , %	84
Коефіцієнт потужності	$\cos(\varphi)$	0,87



а)



б)

Рис. 5.29. Експериментальна установка по дослідженню СПР координат електропривода постійного струму

Теоретичний розрахунок параметрів електричної машини типу ПН-68 виконано за паспортними даними, що наведені у табл. 5.9. Активний опір якорного кола $R_{я}$ визначено за наступною формулою

$$R_{я} = 0,5 \cdot \frac{U_{н}}{I_{н}} (1 - \eta) = 0,5 \cdot \frac{230}{20} (1 - 0,85) = 0,86 (\text{Ом}). \quad (5.5)$$

Номинальна кутова швидкість обертання ротору М1 (генератор постійного струму) ω_n дорівнює

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{\pi \cdot 1450}{30} = 151,84 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right). \quad (5.6)$$

Добуток конструктивної сталої машини (генератор постійного струму) на номінальний потік збудження

$$c\Phi_n = \frac{U_n + I_n \cdot R_{я}}{\omega_n} = \frac{230 + 20 \cdot 0,86}{151,84} = 1,63 (\text{Вс}). \quad (5.7)$$

Індуктивність якірного кола розраховано за формулою

$$L_{я} = \frac{\gamma \cdot U_n}{p \cdot \omega_n \cdot I_n} = \frac{0,6 \cdot 230}{2 \cdot 151,84 \cdot 20} = 0,0227 (\text{Гн}), \quad (5.8)$$

де $\gamma = 0,6$ – під час відсутності компенсаційної обмотки;

p – число пар полюсів.

Розраховано сталу часу якірного кола за виразом

$$T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}} = \frac{0,0227}{0,86} = 0,0264 (\text{с}). \quad (5.9)$$

Проведено уточнення параметрів М1 експериментальним шляхом, тому що на показники якості керування електромеханічними координатами автоматичної системи впливають точні значення параметрів об'єкта.

Визначено активний опір обмотки якоря за допомогою вимірювання постійного струму якоря для декількох кутових положень валу, з метою зменшення впливу щітково-колекторного вузла на точність вимірювань. Результати вимірювання представлено у табл. 5.11, де $\Delta U_{щ} = 3,2$ (В) напруга на щітково-колекторному вузлі.

Отриманий у результаті вимірів опор обмотки якоря приводяться до умовної робочої температури 75°C

$$R_{75^{\circ}\text{ЯСР}} = [1 + 0,004 \cdot (75^{\circ} - 20^{\circ})] R_{\text{ЯСР}} = [1 + 0,004 \cdot (75^{\circ} - 20^{\circ})] \cdot 0,75 = 0,915 \text{ (Ом)}. (5.10)$$

Визначено індуктивність обмотки якоря методом осцилографування струму якоря нерухомої машини. Перехідний процес струму якоря М1 представлено на рис. 5.30 Значення постійної напруги, яка подавалась на обмотку якоря стрибком становить 5 В.

Таблиця 5.11 – Результати вимірювань активного опору якоря М1

$U_{\text{я}}, \text{В}$	$I_{\text{я}}, \text{А}$	$R_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}} - \Delta U_{\text{ш}}}{I_{\text{я}}}, \text{Ом}$
10,6	10	0,74
10,7	10	0,75
10,9	10	0,77
$R_{\text{яСР}} = \frac{\sum_i R_{\text{я}i}}{3} = \frac{0,74 + 0,75 + 0,77}{3} = 0,75 \text{ (Ом)}$		

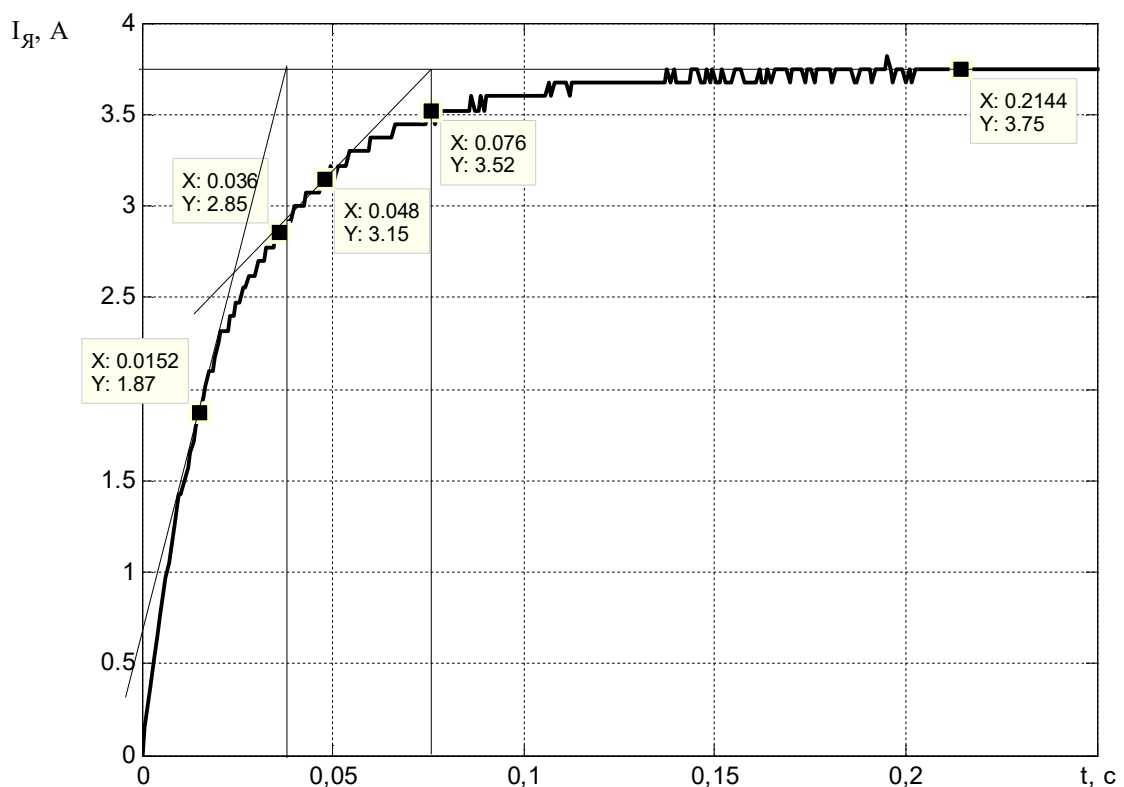


Рис. 5.30. Перехідний процес струму якоря М1 $I_{\text{я}} = f(t)$

Сталої часу якоря дорівнює $T_{\text{я}}=0,076-0,036=0,04$ (с). Визначаємо Індуктивність обмоток якоря за виразом $L_{\text{я}}=T_{\text{я}} \cdot R_{\text{яСР}}=0,04 \cdot 0,75=0,03$ (Гн). Значення сталої часу якоря при температурі обмотки якоря 75° (С) дорівнює

$$T_{75^{\circ}\text{я}} = \frac{L_{75^{\circ}\text{я}}}{R_{75^{\circ}\text{яСР}}} = \frac{0,03}{0,915} = 0,0328 \text{ (с)}. \quad (5.11)$$

Визначено коефіцієнт кола збудження М1 під час обертання валу ротора з кутовою швидкістю ω за рахунок обертання валу АД. Вольтметр U_V , що підключений до обмотки якоря, вимірює значення електрорушійної сили (ЕРС).

Отже, коефіцієнт проти ЕРС $c\Phi$ визначено згідно з формулою

$$c\Phi = \frac{U_V}{\omega} = \frac{269}{157,3} = 1,71 \text{ (Вс)}. \quad (5.12)$$

За методом вільного вибігу визначено момент інерції експериментальної установки. Під час відключення обмоток якоря та збудження електричної машини М1 його ротор та сполучений з ним механізм за рахунок накопиченої кінетичної енергії продовжують обертатися. Внаслідок втрат на тертя частота обертання ротора з часом падає рис. 5.31. У розглянутих умовах потужність, що витрачається на подолання сил тертя, дорівнює зменшенню у часі кінетичної енергії електроприводу $P_0 = dA/dt = -J\omega(d\omega/dt)$.

За поданою формулою визначено значення моменту інерції

$$J = -\frac{P_0}{\omega \frac{d\omega}{dt}} = -\frac{Mc}{\frac{d\omega}{dt}} = \frac{1,674 \cdot 15,8}{156,5} = 0,169 \text{ (кг} \cdot \text{м}^2\text{)}, \quad (5.13)$$

де P_0 – втрати неробочого ходу в електроприводі при відключеному від джерела живлення електродвигуна, Вт; Mc – гальмівний момент, що

пов'язаний з тертям, Нм.

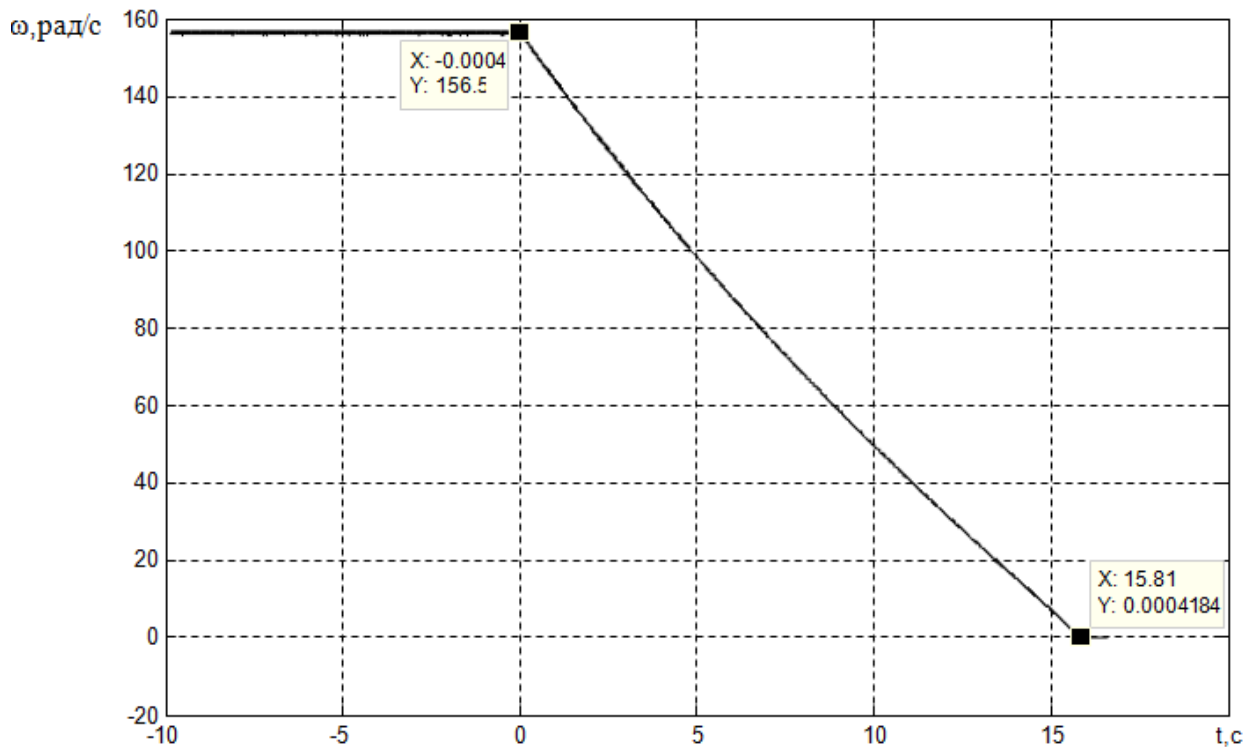


Рис. 5.31. Експериментальний графік вільного вибігу ротору М1

У тиристорному електроприводі дроселя використовують для згладжування пульсацій випрямленого струму, обмеження зони переривчастого струму та струму через вентиля під час короткого замикання [128, 148]. Тому для забезпечення нормальної роботи пульсуюча складова якірного струму двигуна не повинна перевищувати 2% від його середнього значення за рахунок застосування згладжувального дроселя, параметри якого визначалися експериментально.

Активний опір дроселя R_d визначався методом амперметра та вольтметра при підключенні дроселя до джерела постійної напруги, як середнє арифметичне значення від знайдених значень опорів R_d . Результати вимірювань занесені до табл. 5.12.

Отримані у результаті вимірів опори приводяться до умовної робочої температури 75°C

$$R_{75^\circ \text{ д ср}} = [1 + 0,004 \cdot (75^\circ - 20^\circ)] \cdot R_{\text{д ср}} = [1 + 0,004(75^\circ - 20^\circ)] \cdot 1,78 = 2,2 \text{ (Ом)}. \quad (5.14)$$

Таблиця 5.12 – Результати вимірювань активного опору дроселя $R_{\text{д}}$

U, B	I, A	$R_{\text{д}} = \frac{U}{I}, \text{Ом}$
1,765	1	1,765
3,53	2	1,765
5,36	3	1,787
7,18	4	1,795
9,03	5	1,806
$R_{\text{д ср}} = \frac{\sum R_{\text{ді}}}{3} = \frac{1,765 + 1,765 + 1,787 + 1,795 + 1,806}{5} = 1,78 \text{ (Ом)}$		

Індуктивність дроселя визначається шляхом вимірювання активного та повного опору на змінному струмі промислової частоти $f_{\text{м}} = 50$ (Гц). При цьому дросель підключається до джерела змінної напруги достатньої потужності та проводиться вимірювання активної потужності, напруги та струму. За результатами вимірювання визначається індуктивність обмотки дроселя за формулою

$$L_{\text{д}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2}}{2\pi f} \quad (5.15)$$

Зазвичай активна складова падіння напруги набагато менша за індуктивну складову. В наслідок цього значенням активної складової можна знехтувати. Формула для визначення індуктивність обмотки дроселя прийме наступний вигляд

$$L_d = \frac{U}{I \cdot 2\pi f} \quad (5.16)$$

Результати вимірювань занесені до табл. 5.13.

Таблиця 5.13 - Результати вимірювань індуктивності дроселя L_d методом амперметра та вольтметра

$U, \text{В}$	$I, \text{А}$	$L_d, \text{Гн}$
24,4	1	0,0774
36,3	1,5	0,0767
48,3	2	0,0766
60,4	2,5	0,0766
71,9	3	0,076
83,4	3,5	0,0755
95,3	4	0,0755
$L_d = \frac{\sum L_{di}}{7} = \frac{0,0774 + 0,0767 + 0,0766 + 0,0766 + 0,076 + 0,0755 + 0,0755}{7} = 0,0763 \text{ (Гн)}$		

Дослідження математичної моделі реверсивного електроприводу постійного струму підпорядкованої структури на основі тиристорного блоку з роздільним керуванням, яка реалізовувався у бібліотечному блоці Simulink (SimPowerSystems) для Matlab [140], проводилось за допомогою стандартних тестів (реакція системи на стрибок за завданням) під час налагоджування двоконтурної СПР швидкістю ДПС на симетричний (РШ) та модульний (РС) оптимуми. Також проводилась верифікація перехідних процесів електромеханічних координат СПР за допомогою експериментальної установки.

Структурна схема СПР кутовою швидкістю ДПС з НЗ представлена на рис. 5.32. Загальний активний опір якірного кола дорівнює

$$\sum R_{\text{я}} = R_{75\text{я ср}} + R_{75\text{д ср}} = 0,915 + 2,2 = 3,115 (\text{Ом}). \quad (5.17)$$

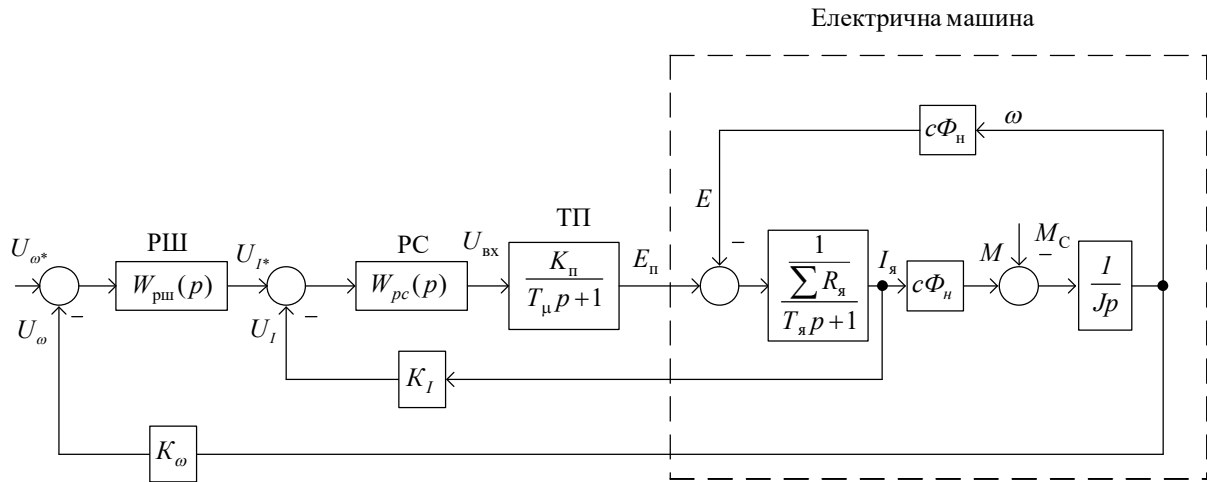


Рис. 5.32. Структурна схема СПР

Загальна індуктивність якiрного кола дорiвнює

$$\sum L_{\text{я}} = L_{\text{я}} + L_{\text{д}} = 0,03 + 0,0763 = 0,1063 (\text{Гн}) \quad (5.18)$$

Стала часу якiрного кола дорiвнює

$$T_{\text{я}} = \frac{\sum L_{\text{я}}}{\sum R_{\text{я}}} = \frac{0,1063}{3,115} = 0,0341 (\text{с}). \quad (5.19)$$

Стала часу СiФК тиристорного перетворювача ТП визначається згiдно з [85] за наступною формулою

$$T_{\text{сiфк}} = \frac{0,5}{m \cdot f} = \frac{0,5}{6 \cdot 50} = 0,0017 (\text{с}), \quad (5.20)$$

де m - кiлькiсть фаз випрямлення струму;

f - лiнiйна частота мережi живлення, Гн.

Стала часу iнерцiйного фiльтру ТП T_{ϕ} дорiвнює

$$T_{\phi} \geq \frac{\alpha_{\text{max}} - \alpha_{\text{min}}}{2\pi f} = \frac{152^{\circ} \cdot \frac{\pi}{180^{\circ}} - 5^{\circ} \cdot \frac{\pi}{180^{\circ}}}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,0082 (\text{с}). \quad (5.21)$$

Стала часу тиристорного перетворювача T_μ дорівнює

$$T_\mu = T_{\text{сіфк}} + T_\phi = 0,0082 + 0,0017 = 0,01 \text{ (с)}. \quad (5.22)$$

Електромеханічна стала часу T_M дорівнює

$$T_M = \frac{J \sum R_\gamma}{c \Phi_H^2} = \frac{0,169 \cdot 3,115}{1,71^2} = 0,18 \text{ (с)}. \quad (5.23)$$

Відношення електромеханічної сталої часу T_M до електромагнітної T_γ дорівнює

$$\frac{T_M}{T_\gamma} = \frac{0,18}{0,0341} = 5,3 > 2. \quad (5.24)$$

Співвідношення (5.24) показує, що впливом проти - ЕРС двигуна можна знехтувати, так як реальні перехідні процеси майже не відрізняються від розрахункових.

Логарифмічно-амплітудна характеристика (ЛАХ) розімкненого контуру при налаштуванні на технічний оптимум (МО) зображена на (рис. 1.5, а). Налаштування контуру струму на модульний оптимум (МО) забезпечує зміну якірного струму за аперіодичним характером з перегулюванням $\sigma = 4.3\%$ (рис. 1.5, б).

Знайдемо передаточну функцію ПІ-регулятора струму

$$\begin{aligned} W_{\text{PC}}(p) &= \frac{W_{\text{баз}}(p)}{W_{\text{роз}}(p)} = \frac{1}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)} \cdot \frac{(T_\mu p + 1)}{K_\pi} \cdot \frac{T_\gamma \cdot p + 1}{1} \cdot \frac{1}{K_I} = \\ &= \frac{T_\gamma \cdot \sum R_\gamma}{2 \cdot T_\mu \cdot K_\pi \cdot K_I} \cdot \frac{T_\gamma \cdot p + 1}{T_\gamma \cdot p} = K_{\text{PC}} \cdot \frac{T_{\text{PC}} \cdot p + 1}{T_{\text{PC}} \cdot p} = K_{\text{PC}} + K_{\text{PC}} \cdot \frac{1}{T_\gamma \cdot p} = k_{\text{pi}} + k_{\text{ii}} \cdot \frac{1}{p}; \\ T_{\text{PC}} &= T_\gamma, K_{\text{PC}} = \frac{T_\gamma \cdot \sum R_\gamma}{2 \cdot T_\mu \cdot K_\pi \cdot K_I}; \\ k_{\text{pi}} &= K_{\text{PC}} = \frac{T_\gamma \cdot \sum R_\gamma}{2 \cdot T_\mu \cdot K_\pi \cdot K_I} = \frac{T_\gamma \cdot \sum R_\gamma}{2 \cdot T_\mu \cdot K_\pi \cdot K_I} = \frac{0,0341 \cdot 3,115}{2 \cdot 0,01 \cdot 41,3 \cdot 0,2} = 0,6435; \\ k_{\text{ii}} &= \frac{\sum R_\gamma}{2 \cdot T_\mu \cdot K_\pi \cdot K_I} = \frac{3,115}{2 \cdot 0,01 \cdot 41,3 \cdot 0,2} = 18,8559. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача $K_{\pi} = 41$ (експериментальні дані).

Пропорційна складова регулятора струму якоря дорівнює $k_{pi} = 0,64$.

Інтегральна складова регулятора струму якоря дорівнює $k_{ii} = 18,86$.

Реакція внутрішнього контуру на завдання (стрибок 4 В) $I_{я}^* = 20(\text{A})$ у середовищі програмування Matlab Simulink, SimPowerSystems та реального струму якоря ДПС з НЗ зображена відповідно на рис. 5.33 (а), (б) та (в).

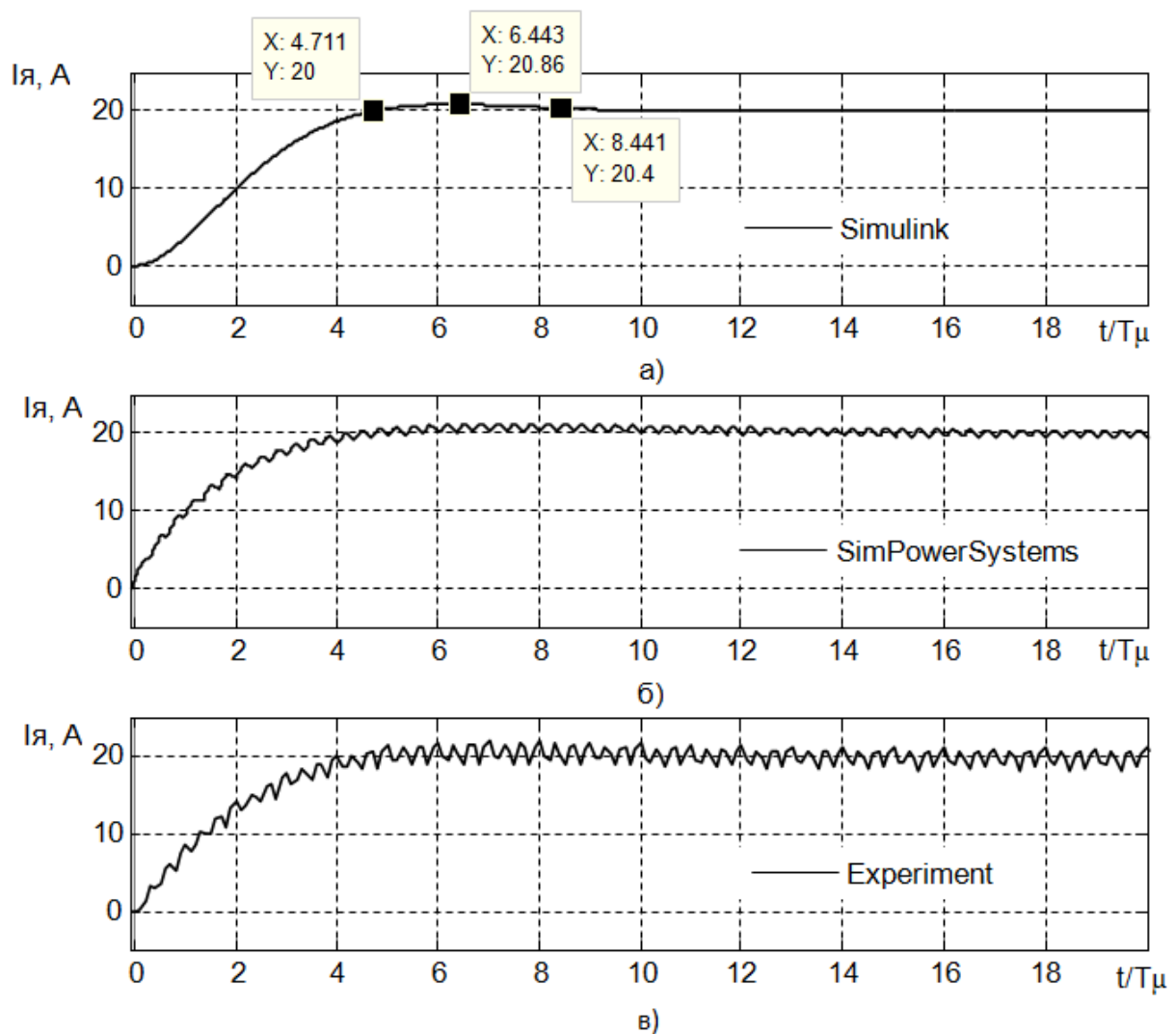


Рис. 5.33 Реакція внутрішнього контуру струму на стрибок 20 А у відносних одиницях за часом

Показники якості контуру струму якоря налаштованого на (МО) наведені в табл. 5.14.

Таблиця 5.14 – Показники якості контуру струму

Методи	час наростання $t_n, t/T_{\mu\min}$	час регулювання при 2 % $t_p,$ $t/T_{\mu\min}$	Перерегулювання $\sigma = \frac{\Delta I_{max}}{I_{уст}} 100\%$
Simulink	4,71	8,4	4,3
SimPowerSystems	4,71	8,4	4,3
Experiment	4,71	8,4	4,3

Для візуального порівняння реакції контуру струму на стрибок у середовищі програмування Matlab Simulink з реальним струмом якоря наведений рис. 5.34, який показує збігання перехідних процесів.

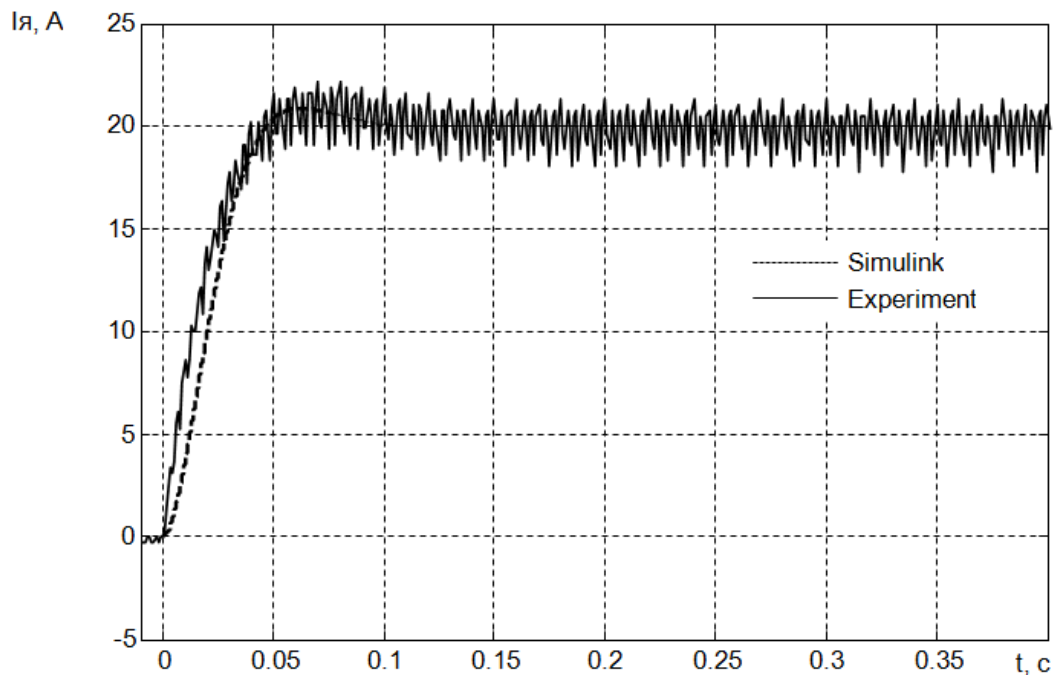


Рис. 5.34. Реакція внутрішнього контуру струму на стрибок 20 А

ЛАХ розімкнутого контуру при налаштуванні на СО ображена на (рис. 1.6, а). Налаштування контуру кутової швидкості на СО забезпечує зміну кутової швидкості за аперіодичним законом другого порядку з

перегулюванням $\sigma = 43\%$ (рис. 1.6, б).

При настроюванні контуру кутової швидкості на СО отримаємо ПІ – регулятор

$$\begin{aligned}
 W_{\text{PII}}(p) &= \frac{W_{\text{баз}}(p)}{W_{\text{роз}}(p)} = \frac{4T_v p + 1}{4T_v p} \cdot \frac{W_{\text{базМО}}(p)}{W_{\text{роз}}(p)} = \\
 &= \frac{4T_v p + 1}{4T_v p} \cdot \frac{1}{2T_v p \cdot (T_v p + 1)} \cdot \frac{(T_v p + 1)}{\frac{1}{K_I}} \cdot \frac{J \cdot p}{cF \cdot K_{\omega}} = K_{\text{PII}} \cdot \frac{T_{\text{PII}} p + 1}{T_{\text{PII}} p} = \\
 &= K_{\text{PII}} + K_{\text{PII}} \cdot \frac{1}{T_{\text{PII}} p} = \frac{J \cdot K_I}{2T_v cF K_{\omega}} + \frac{J \cdot K_I}{2T_v cF K_{\omega}} \cdot \frac{1}{4T_v p} = k_{\text{пю}} + k_{\text{ю}} \cdot \frac{1}{p}; \\
 T_v &= 2 \cdot T_{\mu}; \\
 T_{\text{PII}} &= 4 \cdot T_v; \\
 K_{\text{PII}} &= \frac{J \cdot K_I}{2 \cdot T_v \cdot cF \cdot K_{\omega}}; \\
 k_{\text{пю}} &= \frac{J \cdot K_I}{2 \cdot T_v \cdot cF \cdot K_{\omega}} = \frac{0,169 \cdot 0,2}{2 \cdot 0,02 \cdot 1,71 \cdot 0,1098} = 4,4994; \\
 k_{\text{ю}} &= \frac{J \cdot K_I}{2 \cdot T_v \cdot cF \cdot K_{\omega}} \cdot \frac{1}{4T_v} = \frac{0,169 \cdot 0,2}{2 \cdot 0,02 \cdot 1,71 \cdot 0,1098} \cdot \frac{1}{4 \cdot 0,02} = 56,2423. \quad (5.22)
 \end{aligned}$$

Пропорційна складова регулятора кутової швидкості дорівнює $k_{\text{пю}} = 4,5$.

Інтегральна складова регулятора кутової швидкості дорівнює $k_{\text{ю}} = 56,2423$.

Реакція зовнішнього контуру на завдання (стрибок 0,479 В) $\omega^* = 4,3 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right)$ у середовищі програмування Matlab Simulink, SimPowerSystems та реальної кутової швидкості ДПС з НЗ зображена відповідно на рис. 5.35 (а), (б) та (в).

Показники якості контуру кутової швидкості налаштованого на (СО) наведені в табл. 5.15.

Таблиця 5.15 – Показники якості контуру кутової швидкості

Методи	час наростання $t_{\text{н}}, t/2T_{\mu\text{min}}$	час регулювання при 2% $t_{\text{р}},$ $t/2T_{\mu\text{min}}$	Перерегулювання $\sigma = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{уст}}} 100\%$
Simulink	3.1	16,5	41
SimPowerSystems	3,1	16,5	30
Experiment	3,1	16,5	-

Для візуального порівняння реакції контуру кутової швидкості на стрибок у середовищі програмування Matlab Simulink з реальною кутовою швидкістю електричної машини постійного струму наведений рис. 5.29, який показує збігання перехідних процесів.

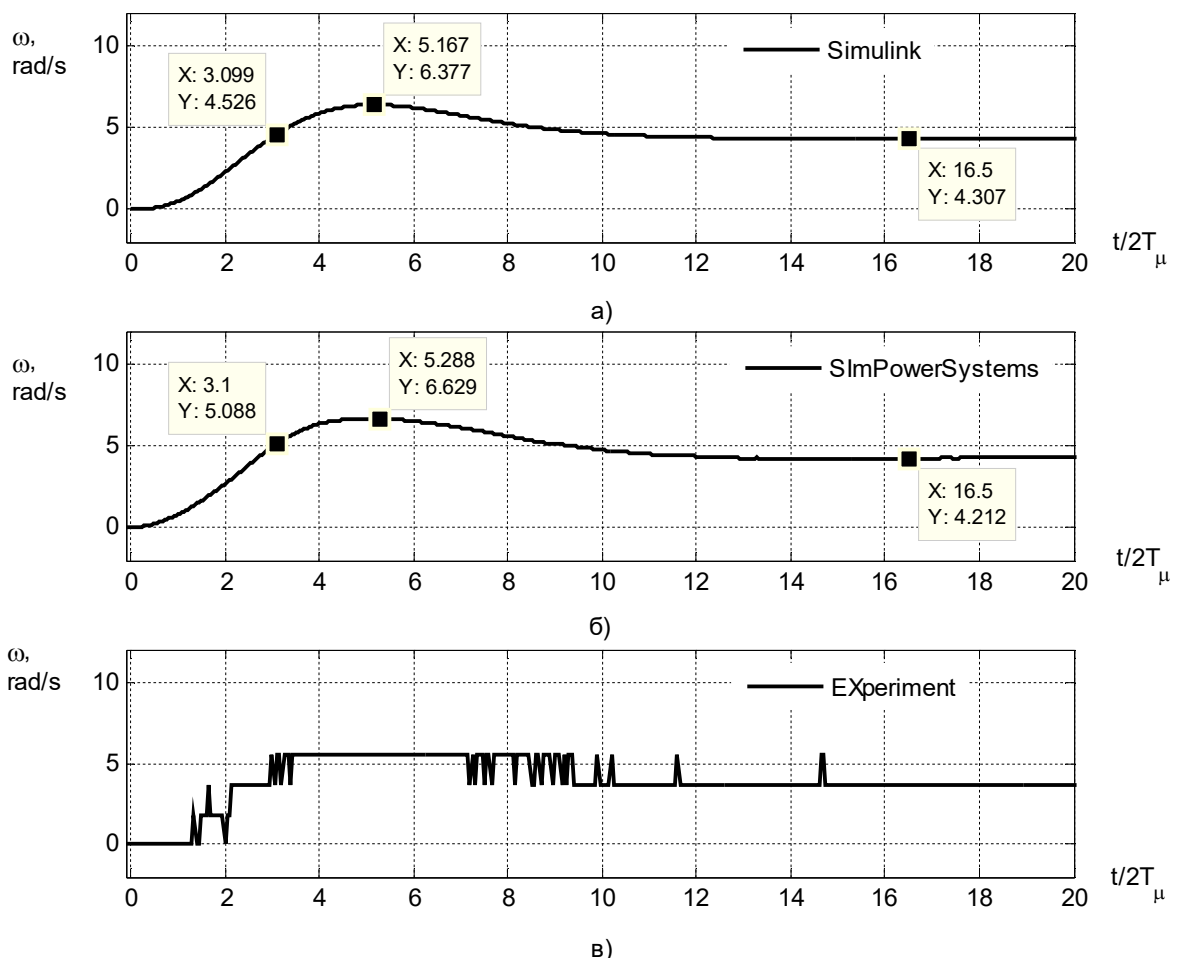


Рис. 5.35. Реакція зовнішнього контуру на стрибок у відносних одиницях за часом

Проведено порівняння якості керування законів СПР під час насичення регуляторів струму та кутової швидкості ротора, коли сигнал завдання контуру кутової швидкості дорівнював 10 В. Результати експериментальних досліджень співставлено з результатами моделювання.

При виконанні дослідження використовувався стандартний тест:

- відпрацювання заданої траєкторії зміни кутової швидкості у вигляді східчастої функції з наступним накиданням східчастого номінального моменту навантаження при русі з постійної кутовою швидкістю.

На рис. 5.36 та рис. 5.37 представлені графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості при на номінальних параметрах об'єкту керування, які були отримані за допомогою системи тестування електроприводів змінного струму "СТЕП-2".

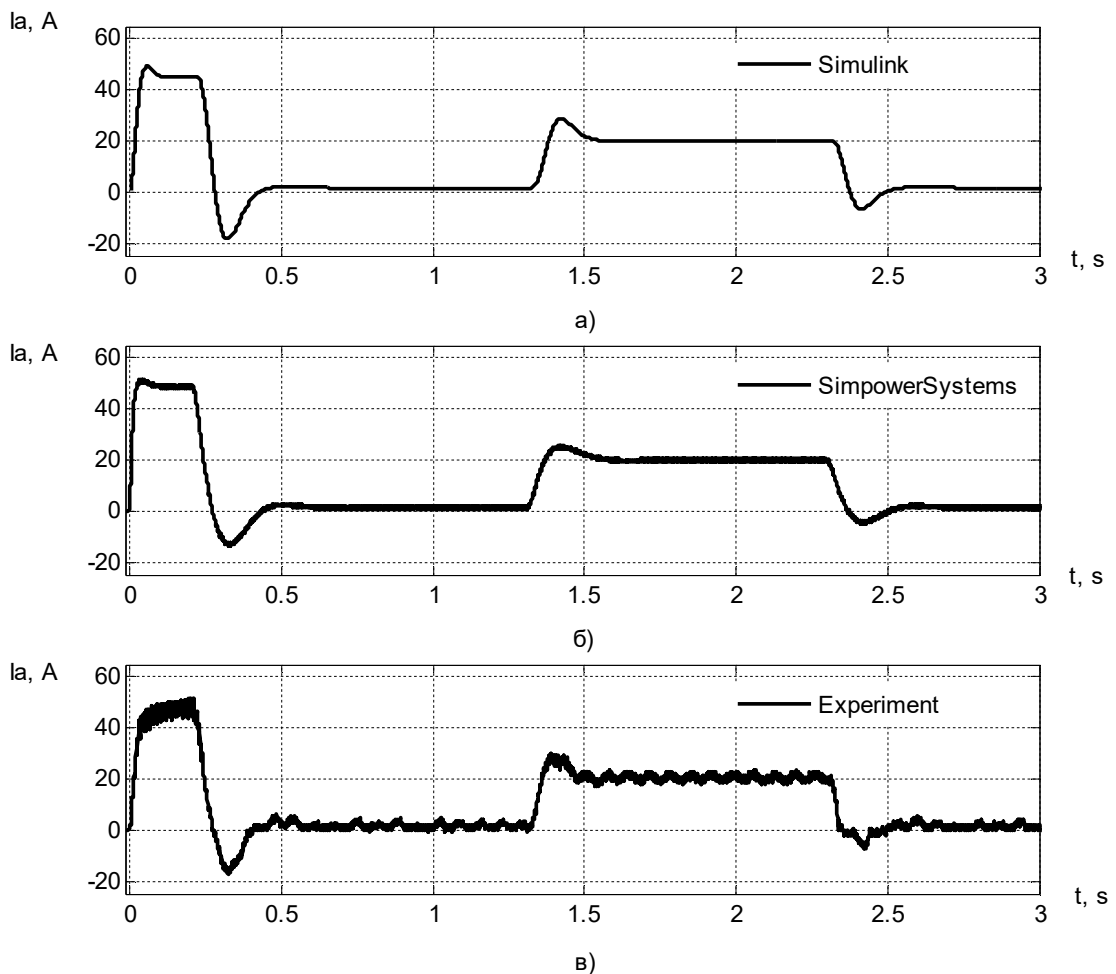


Рис. 5.36. Перехідні процеси струму якоря під час віпрацювання завдання кутової швидкості (стрибок 10 (В))

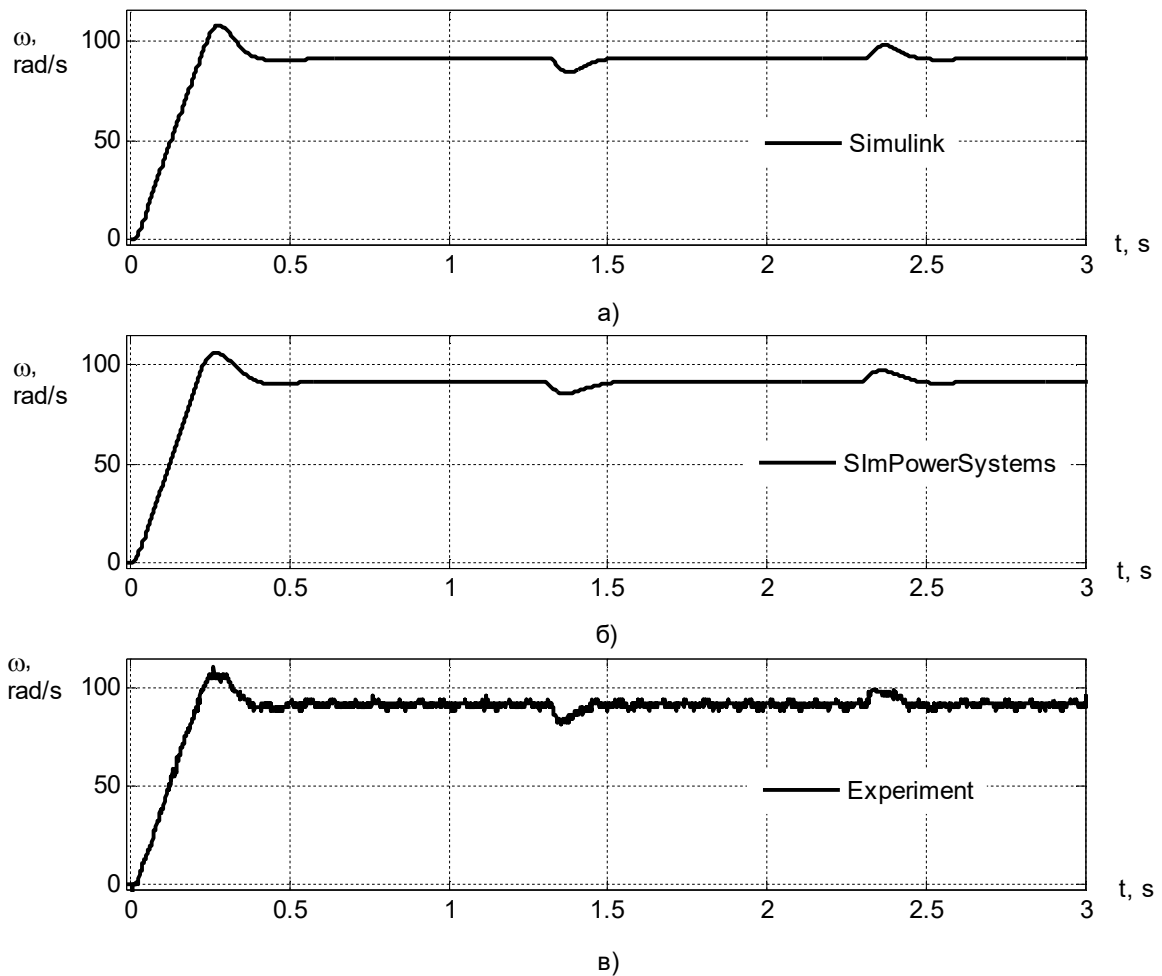


Рис. 5.37. Реакція зовнішнього контуру СПР на стрибок 10 (В)

Для візуального порівняння реакції контурів (динамічні характеристики) кутової швидості ротора та струму якоря СПР при номінальних параметрах ДПС на завдання у вигляді стрибка (10 (В)) у середовищі програмування Matlab Simulink з реальними перехідними характеристиками системи наведено у рис. 5.38, який показує збігання перехідних процесів.

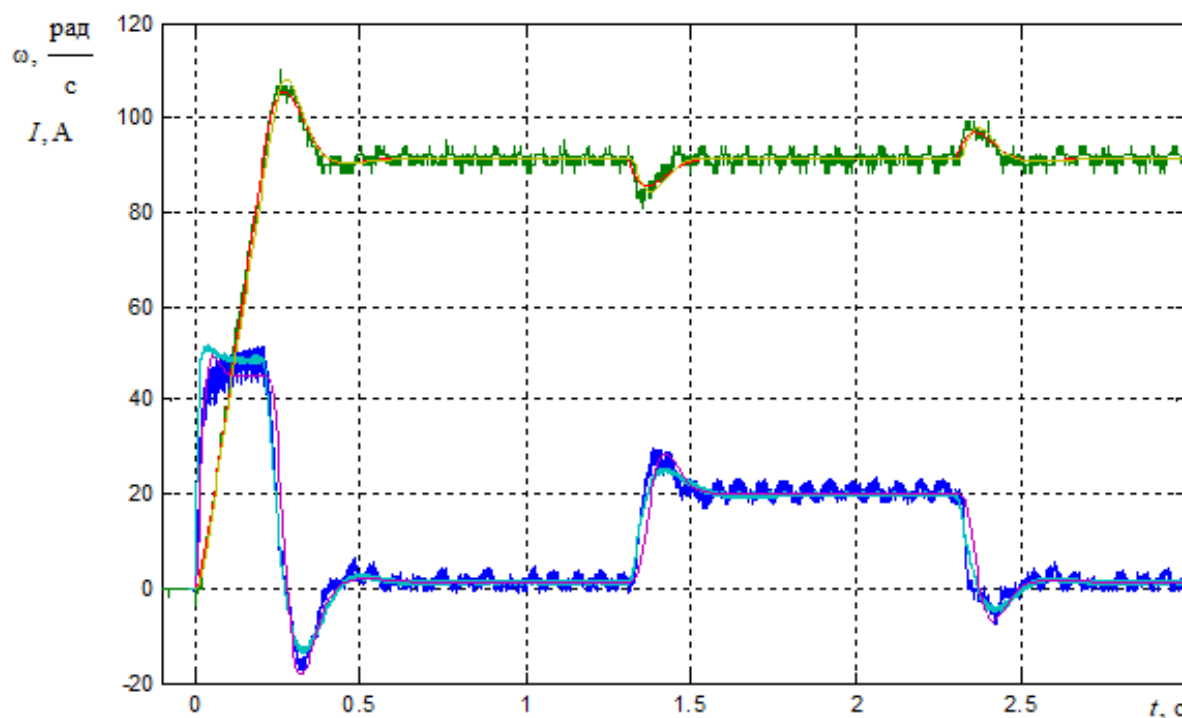


Рис. 5.38. Перехідні процеси струму якоря під час віпрацювання завдання кутової швидкості (стрибок 10 В)

Під час проектування та налагодження систем автоматичного регулювання для правильного розрахунку та оцінки якості перехідних процесів необхідно знати динамічні параметри. Визначення вказаних параметрів за розрахунковими формулами треба розглядати як попереднє.

Тому під час налагодження систем автоматичного регулювання треба експериментально уточнювати динамічні параметри.

Порівняльний аналіз СПР кутовою швидкістю з ПІ – регуляторами проведено за допомогою прямого оцінювання статичних та динамічних характеристик показує збігання перехідних процесів електромеханічних координат математичної моделі електроприводу постійного струму з експериментальними. Різниця між показниками якості керування становить менше 3 %.

Проведемо порівняння статичних та динамічних характеристик САР кутовою швидкістю ДПС з НЗ із ПІ регуляторами струму та кутової швидкості (традиційна СПР) та регулятором на основі КЗЗД з МЛФ під час

параметричного збурення у вигляді зменшення в 1,3 разів коефіцієнта кола збудження сФ.

Стандартні ПІ-регулятори струму та швидкості, що налаштовані на модульний та симетричний модулі відповідно, мають наступні розрахункові параметри:

пропорційна складова регулятора струму якоря дорівнює $k_{pi} = 0,64$;

інтегральна складова регулятора струму якоря дорівнює $k_{i} = 18,86$;

пропорційна складова регулятора кутової швидкості дорівнює $k_{pi\omega} = 4,5$;

інтегральна складова регулятора кутової швидкості дорівнює $k_{i\omega} = 56,2423$.

Математичний вираз (4.43) описує структуру регулятора другого порядку на основі КЗЗД з МЛФ. Параметри запропонованого регулятора кутової швидкості дорівнюють $\alpha_0 = 18,86$, $\alpha_1 = 0,64$ та $k = 3$.

Для регуляторів кутової швидкості з ПІ та нетрадиційною топологією застосовувались коефіцієнти з однаковими значенням $\alpha_1 = k_{pi\omega}$, $\alpha_0 = k_{i\omega}$.

Задані траєкторії кутової швидкості та профілю моменту навантаження зображені на рис. 5.39.

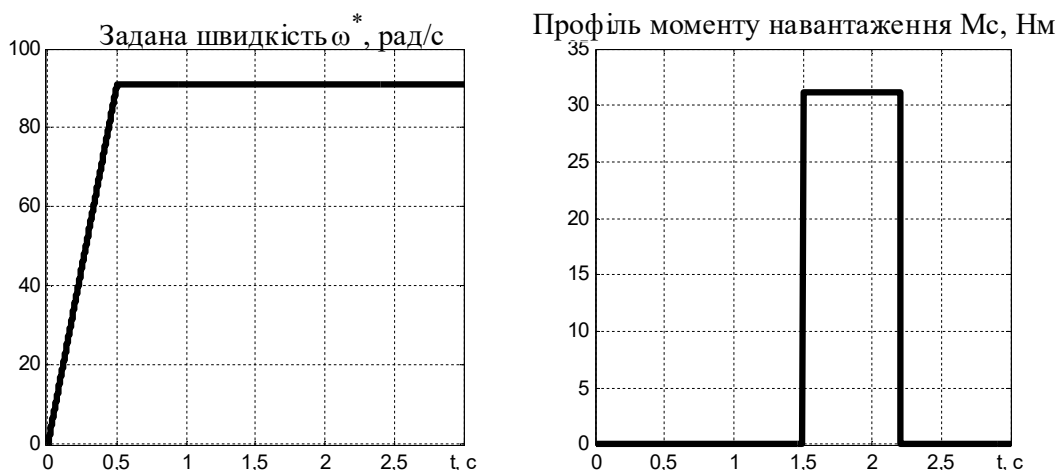


Рис. 5.39. Задані траєкторії кутової швидкості та профілю моменту навантаження

Дослідження системи керування проводилось за наступним

алгоритмом:

- за момент часу від 0 до 0,5 (с) с ДПС з НЗ без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості від нульового початкового значення до 91 рад/с (номінальна кутова швидкість електричної машини постійного струму типу ПН-68 у режимі двигуна);
- одночасно стрибком подається постійна напруга на обмотку збудження 162 (В) (номінальна напруга обмотки збудження 210 (В)).
- на 1,5 (с) до валу ДПС прикладається постійний момент навантаження, а на 2,2 (с) із валу ДПС знімається момент навантаження.

На рис. 5.40 та рис. 5.41 представлені графіки перехідних процесів кутової швидкості ротора та струму якоря ДПС під час координатного збурення у вигляді зменшення в 1,3 разів коефіцієнта кола збудження сФ для СПР з традиційними регуляторами кутової швидкості (налаштування на СО) та струму (налаштування на МО) та СПР нестандартної структури.

Під час проведення дослідження враховувались обмеження регулюючих координат.

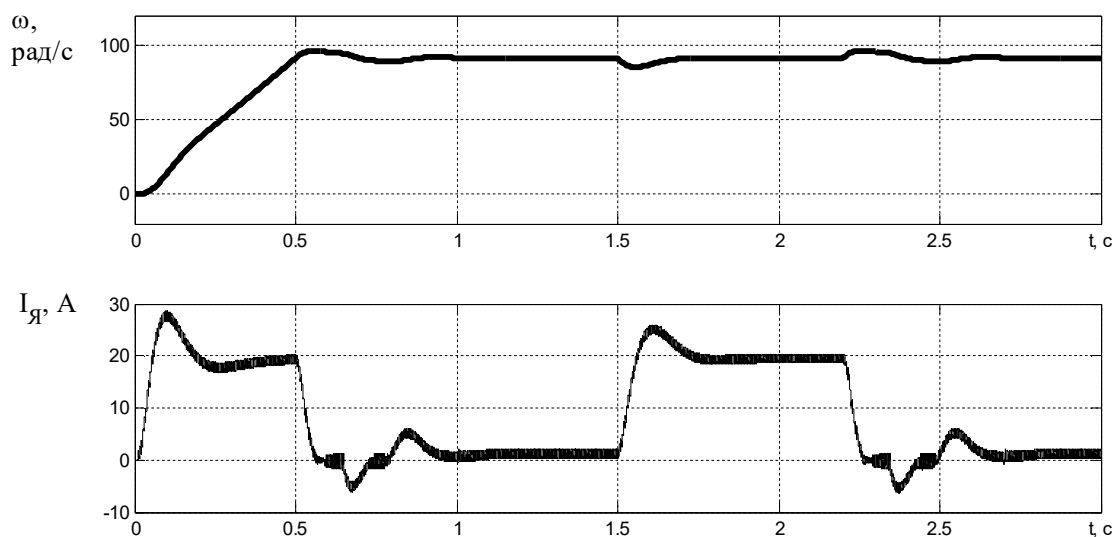


Рис. 5.40. Графіки перехідних процесів кутової швидкості ротора та струму якоря ДПС з НЗ з традиційними регуляторами під час координатного збурення (сФ/1,3)

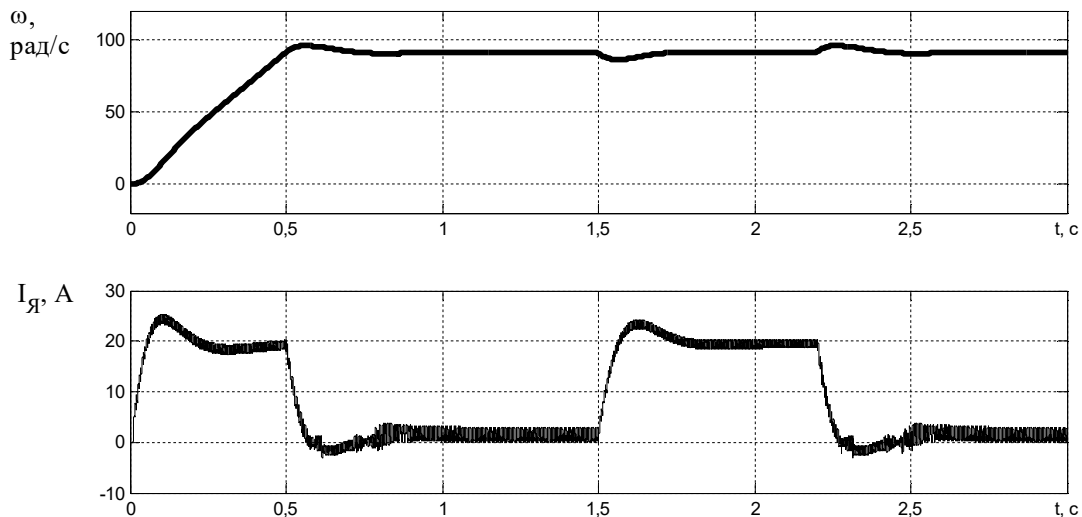


Рис. 5.41. Графіки перехідних процесів кутової швидкості ротора та струму якоря ДПС з НЗ з регулятором на основі КЗЗД з МЛФ під час координатного збурення (сФ/1,3)

На рис. 5.42 представлено графіки перехідних процесів похибок кутової швидкості при відпрацюванні лінійно зростаючого сигналу завдання за швидкістю за час 0,5 (с). Суцільною лінією показано перехідні процеси при використанні ПІ-регуляторів струму та кутової швидкості, а пунктирною лінією – під час застосування регулятора нетрадиційної структури.

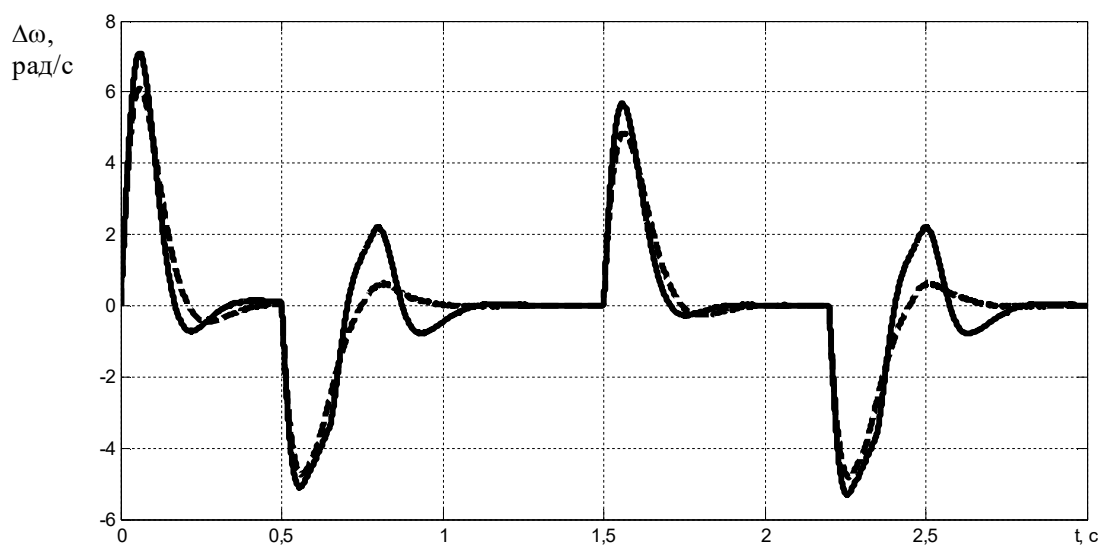


Рис. 5.42. Перехідні процеси похибки кутової швидкості під час координатного збурення (сФ/1,3)

Показники якості системи підпорядкованого регулювання кутової швидкості та струму якоря ДПС приведено в таблицях 5.16 та 5.17 відповідно. Прийняті позначення: Стандарт – ПІ-регулятори струму та кутової швидкості, що налаштовані на модульний та симетричний модулі; КЗЗД з МЛФ – регулятор оснований КЗЗД з МЛФ, який забезпечує астатизм другого порядку за керуючою дією; (1) – прикладання постійний момент навантаження M_c ; (2) – знімання постійний момент навантаження M_c ; t_k – час компенсування; $\Delta\omega_{max}$ – максимальне відхилення кутової швидкості ротора.

Таблиця 5.16 – Показники якості кутової швидкості СПР під час дії координатного збурення ($\omega_n=91$ рад/с)

Регулятор	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження			
		t_k , с		$\Delta\omega_{max}$, рад/с	
	$\Delta\omega_{max}$, рад/с	(1)	(2)	(1)	(2)
Стандарт	7,1	0,295	0,548	5,7	5,3
КЗЗД з МЛФ	6,1	0,356	0,42	4,9	4,8

Таблиця 5.17 – Показники якості струму якоря I_a ДПС СПР під час дії координатного збурення ($I_n=20$ А)

Регулятор	при відпрацюванні завдання	при компенсуванні змін навантаження
	<i>Max</i> значення	<i>Max</i> відхилення
	I_{amax} , А	ΔI_a , А
Стандарт	27,8	5,4
КЗЗД з МЛФ	24,8	3,6

Висновки по підрозділу

Порівняльний аналіз систем керування кутовою швидкістю з ПІ регулятори та регулятором на основі КЗЗД з МЛФ проведено за допомогою прямого оцінювання статичних та динамічних характеристик, які одержані експериментальним шляхом та за рахунок математичного моделювання процесів під час зменшення в 1,3 разів коефіцієнта кола збудження сФ ДПС, дозволив визначити:

- система СПР з регулятором на основі КЗЗД з МЛФ забезпечує астатичне керування кутовою швидкістю ДПС під навантаженням;
- динамічна похибка кутової швидкості при використанні запропонованого алгоритму керування (лінійно зростаючий сигнал завдання з обмеженою похідною 180 рад/с^2) зменшується на 1,1 % в порівнянні з похибкою, що виникає під час застосування ПІ алгоритму керування (7,8 %);
- максимальне відхилення кутової швидкості під час компенсування змін навантаження (накидання стрибком номінального моменту навантаження) при застосуванні СПР із запропонованим алгоритмом керування зменшується на 0,9 % в порівнянні з відхиленням, що виникає під час застосування ПІ алгоритмів керування (6,26 %);
- максимальне значення струму якоря ДПС при відпрацюванні траєкторії кутової швидкості (лінійно зростаючий сигнал завдання з обмеженою похідною 180 рад/с^2) під час розгону ДПС з регулятором на основі КЗЗД з МЛФ на 3 А менше ніж при використанні ПІ – регуляторів (27,8 (А)).
- максимальне значення відхилення струму якоря ДПС від номінального значення (20 (А)) при компенсуванні змін навантаження СПР з регулятором на основі КЗЗД з МЛФ на 1,8 А менше ніж при використанні ПІ – регуляторів (5,4 (А)).
- перехідні процеси координат СПР з ПІ алгоритмом мають менші пульсації.

- СПР з запропонованим регулятором мають більш рівномірний характер перехідних процесів координат в порівнянні з системою, що застосовує ПІ – регулятор кутової швидкості;
- СПР з запропонованим регулятором забезпечує кращий режим для перемикання між комплектами тиристорів «В» та «Н» тиристорного перетворювач типу БТУ 3601, що впливає на динамічні характеристики струму якоря ДПС.

Висновки до розділу 5

В розділі розв'язано задачу з практичної реалізації та експериментального дослідження розроблених систем підпорядкованого регулювання координат електроприводів змінного та постійного струму на основі концепції зворотних задач динаміки при мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій.

В ході виконання досліджень отримано наступні науково-практичні результати:

1. Показники якості електромеханічних координат системи непрямого векторного керування АД на основі концепції зворотної задачі динаміки, що реалізовані шляхом моделювання співпадають з показниками якості, які реалізовані експериментально на станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроприводами. Різниця між показниками складає менше 3 %. Таким чином, практичні результати підтверджують справедливність теоретичних положень.

2. Створена експериментальна установка по дослідженню електроприводів постійного струму з підпорядкованим регулюванням координат дозволила порівняти показники якості систем керування кутовою швидкістю з законами на основі концепції зворотної задачі динаміки та налаштованими на симетричний оптимум.

Результати дослідження показали:

- при відсутності варіації магнітного потоку запропоновані алгоритми керування забезпечують відсутність статичної похибки під час дії постійного моменту навантаження, який накладається стрибком. Закон керування на основі КЗЗД забезпечує більш високі динамічні показники якості при відпрацюванні стрибкоподібного завдання в порівнянні зі стандартним законом керування, а саме: менший на 0,09 с час наростання та на 0,03 с час регулювання; відсутність перерегулювання; менший на 0,12 с час компенсування та менше на 0,6 рад/с максимальне відхилення кутової швидкості при зміні навантаження;

- СПР зі стандартним законом керування кутовою швидкістю більш чутлива до параметричних та координатних збурень, а саме при варіації магнітного потоку ($c\Phi/2$);

- розроблений цифровий регулятор кутової швидкості та програмне забезпечення на базі мікроконтролера STM32 дозволяє оперативно змінювати закони керування на основі КЗЗД та параметри регуляторів.

3. Різниця між показниками якості СПР кутової швидкості ДПС з НЗ на основі КЗЗД при практичній реалізації та моделюванні становить менше 3 %.

ВИСНОВКИ

У монографії вирішено проблема з підвищення якості керування координатами електроприводів підпорядкованої структури в умовах параметричних та координатних збурень шляхом розвитку методу керування на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій. Розроблені алгоритми керування забезпечують слабку чутливість до зміни параметрів елементів електропривода та динамічну декомпозицію взаємозв'язаної системи. Ідея запропонованого методу керування полягає в знаходженні керуючої дії, при якій замкнута система має наперед задану функцію Ляпунова та має властивість асимптотичної стійкості.

Основні результати досліджень узагальнені наступними висновками:

1. Проведений аналіз процесів в СПР з класичним налаштуванням регуляторів дозволив виявити недоліки, які є наслідком невисоких коефіцієнтів підсилення контурних регуляторів, значення яких зворотно-пропорційні до коефіцієнтів підсилення локальних об'єктів керування. Ця обставина ускладнює застосування класичних систем підпорядкованого керування з послідовною корекцією для ряду електроприводів із широким діапазоном керування швидкості та високими динамічними властивостями в умовах параметричних збурень.

2. Запропоновано метод керування координатами електроприводів підпорядкованої структури, перевагою якого є розробка алгоритмів керування в умовах невизначеності математичної моделі об'єктів. Закон визначається видом диференціального рівняння об'єкта та рівнянням бажаної якості керування без вирішення оптимізаційної задачі в традиційному розумінні. З підвищенням коефіцієнтів підсилення регуляторів динамічні процеси в замкнутих контурах наближаються до бажаних при збереженні стійкості системи. Простота практичної реалізації представлених законів керування обумовлюється відсутністю диференціальних ланок.

3. Розвинуто метод керування координатами електроприводів

підпорядкованої структури постійного та змінного струму на основі концепції зворотної задачі динаміки завдяки використанню не тільки механічної енергії, а й енергії магнітного поля при мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій за градієнтною схемою першого порядку, що забезпечує високу якість керування струмами та потокозчепленням ротора двигунів.

4. Розроблено на основі концепції зворотної задачі динаміки алгоритми керування компонентами струмів статора, потокозчепленням ротора та кутовою швидкістю асинхронного векторно-керованого електропривода, що забезпечує високу якість в статичному режимі та під час перехідних процесів при варіації активного електричного опору обмотки ротора.

5. Досліджено на основі концепції зворотної задачі динаміки алгоритми керування струмом якоря та кутовою швидкістю електроприводів підпорядкованої структури постійного струму з двигуном з незалежним збудженням, що забезпечують високу якість керування в порівнянні з традиційними законами в умовах параметричних та координатних збурень, зокрема при зміні електричного опору якоря, моменту інерції та магнітного потоку.

6. Обґрунтованість та достовірність теоретичних положень роботи та висновків підтверджено результатами моделювання та експериментальними даними. Різниця між показниками якості керування кутовою швидкістю в системах з підпорядкованою структурою векторно-керованого асинхронного електропривода та електропривода постійного струму з двигуном з незалежним збудженням при практичній реалізації та моделюванні становить менше 3 %.

7. Результати виконаних досліджень впроваджені в ТОВ «АТЕМ» (м. Київ) на машині 40-2SB4S в системі підпорядкованого регулювання положення траверси при розвантажуванні кахельної плитки з боксів та в навчальний процес в Національному технічному університеті України «КПІ», що підтверджено відповідними актами застосування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Rusnak I. Control and Feedback Organization - Review and Terminology / I. Rusnak // The 24th Convention of IEEE in Israel, November 15-17, 2006, Tel-Aviv, Israel. (Abstract).
2. Попович М.Г. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков В.Б. // Навчальний посібник для студентів ВНЗ, які навчаються за напрямом «Електромеханіка». – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
3. Елисеев В.А. Справочник по автоматизированному электроприводу / В.А. Елисеева, А.В. Шинянского. – М. Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
4. Коцегуб П.Х. Синтез вентильных приводів постійного струму: Навч. посібник / Коцегуб П.Х.– К.: ІЗМН, 1997. – 122 с.
5. Latzel W. Begrenzungsregelungen / W. Latzel // Regelungstechnik, 1964, № 4.
6. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразованиями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов, Е.Д. Лебедев, Л.М. Тарасенко. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
7. Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак и др. – М.: Энергия, 1970. – 199 с.
8. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2 - ге вид., перероб. і доп. / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук. – К.: Либідь, 2007 – 656 с.
9. Поздеев А.Д. Комплектные системы управления электроприводами тяжелых металлорежущих станков / Н.В. Донской, А.А. Кирилов, Я.М. Купчан и др.; Под ред. А.Д. Поздеева. – М.: Энергия, 1980. – 288 с.

10. Ключев В. И. Теория Электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. / В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704с.
11. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. [Текст]: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: Изд-во ГОУВПО «Рос. гос. Проф.- пед. ун-т», 2008. – 279 с.
12. Данюшевская Е.Ю. Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока / Е.Ю. Данюшевская. – М., «Энергия», 1970. – 96 с.
13. Kessler C., Übr die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise / C. Kessler // Regelungstechnik, 1954, № 11, 12; 1955, № 1.
14. Kessler C. Das symmetrische Optimum / C. Kessler. – Regelungstechnik, 1958, № 11, S. 396 – 400.
15. Kessler C., Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen / C. Kessler // Regelungstechnik. 1960, № 8.
16. Jötten R., Die Berechnung einfach und mehrfach integrierender Regelkreise der Antriebstechnik / R. Jötten // AEG-Mitteilungen, 1962, № 5/6.
17. Розенвассер Е.Н. Чувствительность систем управления / Е.Н. Розенвассер, Р.М. Юсупов. – М.: Наука, 1981. – 464 с.
18. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, 1977. – 560 с.
19. Деруссо П. Пространство состояний в теории управления / П. Деруссо, Р. Рой, Ч. Клоуз. – М.: Наука, 1970. – 620 с.
20. Харитонов В.Л. Об асимптотической устойчивости положения равновесия семейства систем линейных дифференциальных уравнений / В.Л. Харитонов // Дифференциальные уравнения. – 1978. – № 11. – С. 2086-2088.
21. Кунцевич В.М. Управление в условиях неопределенности: гарантированные результаты в задачах управления и идентификации / В.М. Кунцевич. – Киев: Наукова думка, 2006. – 264 с.
22. Позняк А.С. Основы робастного управления (-теория) / А.С. Позняк. – М.: МИФИ, 1991. – 128 с.
23. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического

управления высокой точности / М. В. Мееров. – М.: Наука, 1967. – 423с.

24. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / В.И. Уткин. – М.: Наука, 1981. – 368 с.

25. Mostafa O. Chatter elimination in variable structure control maneuvering of flexible spacecraft / O. Mostafa, H. Oz // The Journal of the Astronautical Sciences. 1989. – Vol. 37, N 4. – Pp. 529-550.

26. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем. Линейные модели / П.Д. Крутько. – М.: Наука, 1987. – 304 с.

27. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем. Нелинейные модели / П.Д. Крутько. – М.: Наука, 1988. – 328 с.

28. Потапенко Е.М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей / Е.М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – № 1. – С. 109-117.

29. Потапенко Е.М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями / Е.М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – К: НАНУ, 1995. – № 2. – С. 36-44.

30. Потапенко Е.М. Исследование робастности систем управления с наблюдателям / Е.М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – М.: 1996. – № 2. – С. 104-108.

31. Потапенко Е.М. Синтез и сравнительный анализ робастных компенсаторов пониженного порядка // Изв. РАН. Теория и системы управления. – М.: 1998. - N 4. – С. 65-74.

32. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя/ Л. Льюнг. – М.: Наука, 1991. – 432 с.

33. Фрадков А.Л. Адаптивное управление в сложных системах: беспоисковые методы / А.Л. Фрадков. – М.: Наука, 1990. – 296 с.

34. Мирошник И.В. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами / И.В. Мирошник, В.О. Никифоров, А.Л. Фрадков. – СПб.: Наука, 2000. – 549 с.

35. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с

компенсацией возмущений / В.О. Никифоров. – СПб.: Наука, 2003. – 282 с.

36. Дылевский А.В. Применение метода пространства состояний для синтеза дифференциаторов / А.В. Дылевский, Г.И. Лозгачев // Автоматика и телемеханика. –1999. – N 9. – С. 123-20.

37. Потапенко Е.М. Асимптотическое дифференцирование ступенчатых сигналов в задачах управления скоростью и перемещением / Е.М. Потапенко, Е.Е. Потапенко, А.Е. Казурова // Електромашинобудування та електрообладнання. Тематичний випуск: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Вип. 66. – Київ, «Техніка», 2006. – С. 286-287.

38. Saberi A. Observer based control of uncertain systems with non-linear uncertainties / A. Saberi, P. Sannuti // International Journal of Control. – 1990. – V. 52, N 5. – P. 1107-1130.

39. Zak S.H. Control of uncertain systems with unmodeled actuator and sensor dynamics and incomplete state information / S.H. Zak, J.D. Brehove, M.J. Corless // IEEE Trans. on Syst., Man and Cybernetics. –1989. – V. 19, N 2. – P. 241-257.

40. Ohm D.Y. Analysis of PID and PDF Compensators for Motion Control Systems / D.Y.Ohm // IEEE IAS Annual Meeting, pp. 1923-1929, Denver, Oct.2-7, 1994.

41. O'Dwyer, Aidan PID compensation of time delayed processes: a survey. Proceedings of the Irish Signals and Systems Conference / O'Dwyer, Aidan // pp.5-12, Dublin, June, 2000.

42. Ziegler J. "Optimum Settings for Automatic Controllers / J.G.Ziegler and N.B.Nichols // Trans ASME, Vol.64, pp.759-768, Nov. 1942.

43. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, оборудованием / В.В. Денисенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 608 с.

44. Perdikaris G.A. A Microprocessor Algorithm for Digital Servo Loops / G.A.Perdikaris // Conference on Applied Motion Control, Minneapolis, June

1985.

45. Phelan R.M., *Automatic Control Systems* / R.M.Phelan // Cornell University Press, 1977

46. Albert Setiawan Application of pseudo-derivative-feedback algorithm in greenhouse air temperature control / A. Setiawan, Louis D. Albright, Richard M. Phelan // *Computers and Electronics in Agriculture*, 2000(26) , pp. 283–302 .

47. Phelan R.M., 1987. *Feedback Control Systems* / R.M.Phelan // Privately published book, pp. 443

48. Kelley F.D. 1981. Controlled rate LN2-microwave biological freeze–thaw device / F.D. Kelley, R.M. Phelan, R.L. Levin // *ASME Paper 81-WA/HT-51*.

49. Flower J.O. 1986. The design of autopilots using the Pseudo-Derivative-Feedback algorithm / J.O. Flower, J.R. Sparrius // *Int. Shipbuilding Prog.* 33 (377), 10–20.

50. Leu M.C. PDF subvariable control and its application to robot motion control / M.C. Leu, D.I. Freed // *Trans. ASME J. Dyn. Syst. Measure. Cont.* 111, (1989), 452–461.

51. Huang, Stability of PDF controller with stick-slip friction device / Huang, Chih-jung, Jia-yuh Yen, Shu-shung Lu // *Proceedings of the American Control Conference*, Seattle, WA. 1995, pp. 3289–3293.

52. Arvanitis K.G. Controller tuning for integrating processes with time delay-Part I: IPDT processes and the pseudo-derivative feedback control configuration / K.G.Arvanitis, G.Syrkos, I.Z.Stellas and N.A.Sigrimis // *Proc. 11th IEEE Conf. On Control and Automation (MED' 2003)*, Rodos, Greece, June-28-30, 2003, paper T7-040.

53. T. E. Marlin T. E. *Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance* / T. E. Marlin // McGraw-Hill, 2000

54. Seborg D. E. *Dynamics and Control* / D. E. Seborg, T. F. Edgar, and D. A. Mellichamp // John Wiley and Sons, 2004

55. Vilanova R. PID tuning for cascade control system design / R.

Vilanova, O. Arrieta //Electrical and Computer Engineerin. CCECE 2008. Canadian Conference on, Canada, pp. 001775-001778 (2008)

56. Hang C. Realy feedback autotuning of cascade controllers / C. Hang, A. P. Loh, and V. U. Vasnani // IEEE Transactions on Control Systems technology, vol. 2, 1994

57. Leva, A. On some approaches to the autotuning of cascade controls / A. Leva, A. Marinelli // IEEE Multi-conference on Systems and Control San Antonio, Texas, USA, pp 1055-1060, 2008

58. Lee Y. PID controller tuning to obtain desired closed loop responses for cascade control systems / Y. Lee, S. Park, and M. Lee // Ind. Eng. Chem. Res., vol. 37, pp. 1859–1865, 1998

59. Tan K.K. Simultaneous online automatic tuning of cascade control for open loop stable processes/ K. K. Tan, T. H. Lee, and R. Ferdous // ISA Transactions, vol. 39, pp. 233–242, 2000.

60. Kaya I. Improved cascade control structure for enhanced performance / I. Kaya, N. Tan, and D. P. Atherton // vol. 17, p. 316, 2007

61. Visioli A. An automatic tuning method for cascade control systems / A. Visioli and A. Piazzzi // 2006 IEEE International Conference on Control Applications, Munich, Germany, October 4-6, 2006.

62. Alfaro V. M. Two-Degree-of-Freedom PI/PID Tuning Approach for smooth Control on Cascade Control Systems / V.M. Alfaro, R. Vilanova, O. Arrieta // In: Proc. 47th IEEE Con Decision and Control, Mexico, pp. 5680-5685(2008)

63. Johnson M.A. PID Control, New Identification and Design Methods / M. A. Johnson and M. H. Moradi // Springer Verlag, 2005

64. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. / Д.П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.

65. Крутько П.Д. Декомпозирующие алгоритмы робастно устойчивых нелинейных многосвязных управляемых систем. Теория и прикладные задачи / П.Д.Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005. – № 1. – С. 5-11.

66. Крутько П.Д. Симметрия – методологическая основа формулирования обратных задач динамики и методов их решения / П.Д.Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2004. – № 1. – С. 5-26.

67. Крутько П.Д. Декомпозирующие алгоритмы управления движением нелинейных динамических систем / П.Д.Крутько, Ф.Л.Черноусько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2001. – № 4. – С. 8-24

68. Крутько П.Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов / П.Д.Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005. – № 2. – С. 120-140.

69. Крутько П.Д. Исследование чувствительности робастно устойчивых систем при параметрических и координатных возмущениях / П.Д.Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005. – № 6. – С. 5-27

70. Kiselychnyk O. Concept of inverse dynamics problems for cascade speed control of direct current motors with field weakening / O.Kiselychnyk, M.Pushkar, M.Ostroverkhov // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2010. – Вип. 3/2010 (62). – Частина 1. – С. 11-14.

71. Krut'ko P. D. Adaptive Control of Electromechanical Executive Systems / P. D. Krut'ko // Journal of Machinery Manufacture and Reliability, Moscow, 2008, Vol. 37, No. 5, pp. 493–500

72. Krut'ko P. D. Automation of Control of Single-Rotor Helicopter Takeoff and Landing / P. D. Krut'ko // Journal of Machinery Manufacture and Reliability, Moscow, 2008, Vol. 37, No. 3 pp. 284–292

73. Krut'ko P. D. Algorithms of a Nontraditional Structure in the Problems of the Control of the Longitudinal Motion of Aircraft / P. D. Krut'ko // Journal of Machinery Manufacture and Reliability, Moscow, 2010, Vol. 39, No. 2, pp. 168–178

74. Krut'ko P. D. Automation of Gas Turbine Engine Control Using

Algorithms of Nontraditional Structure / P. D. Krut'ko // Journal of Machinery Manufacture and Reliability, Moscow, 2008, Vol. 37, No. 2, pp. 166–175

75. Krut'ko P. D. Stabilizing Equilibrium States of Double Pendulum Loaded by Follower and Conservative Forces / P. D. Krut'ko, V. E. Palosh // Journal of Machinery Manufacture and Reliability, Moscow, 2009, Vol. 48, No. 2, pp. 165–178

76. Львович А.Ю. Электромеханические системы / А.Ю.Львович. – Л.: Изд-во Ленингр. Ун-та, 1989. – 296 с.

77. Островерхов Н.Я., Бурик Н.П. Управление координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий / Н.Я. Островерхов, Н.П. Бурик // Електротехніка та електроенергетика. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2011. – № 1. – С. 41-49.

78. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н.Т. Кузовков. – М, «Машиностроение», 1976. – 184 с.

79. Григорьев В.В. Синтез систем автоматического управления методом модального управления / В.В. Григорьев, Н.В. Журавлева, Г.В. Лукьянова, К.А. Сергеев. – С-Пб: СПбГУ ИТМО, 2007. – 108 с.

80. Ким Д.П. Теория автоматического управления Т.1. Линейные системы. / Д.П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.

81. Дорф Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.

82. Крутько П.Д. Построение законов управления движением многомерных систем по функции Ляпунова / П.Д. Крутько, Е.П. Попов // Докл. АН СССР. – 1984. Т 277, №4.

83. Крутько П.Д. Функции Ляпунова в обратных задачах динамики управляемых систем / П.Д. Крутько // Докл. АН СССР. техн. кибернетика–1984.- №4.

84. Островерхов М.Я. Дослідження стійкості систем керування, розроблених на основі концепції зворотних задач динаміки / М.Я.

Островерхов, М.П. Бурик // Электромеханичні та комп'ютерні системи. – Київ: Техніка, 2011. – № 03 (79). – С. 17-18.

85. Башарин А.В. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов / Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1982 – 392 с

86. Островерхов М.Я. Метод синтезу регуляторів електромеханічних систем на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії / М.Я. Островерхов / Вісник НТУ “Харківський політехнічний інститут”. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2008. - № 30. – С.105 – 110.

87. ДСТУ 3494-96. Электроприводи регульовані для верстатобудування та робототехніки. Загальні технічні вимоги [Текст]. – На заміну ГОСТ 27803-91; Введ 1999.01.01. – Офіц. вид. – К.: Вид-во Держстандарту України, 1998. – Різн. паг. – (Державний стандарт України. Міждержавний стандарт).

88. Красовский А.А. Основы автоматизации и технической кибернетики / А.А. Красовский, Г.С. Поспелов. – М.: Госэнергоиздат, 1962 – 600 с.

89. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / В.Г. Файнштейн, Э.Г. Файнштейн. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.

90. Джонсон Д. Справочник по активным фильтрам / Д. Джонсон, Дж. Джонсон, Г. Мур. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 128 с.

91. Storch L. Synthesis of constant-time-delay ladder networks using Bessel polynomials / L. Storrch // *Proc. IRE*, vol. 42, no 11, pp 1666 – 1675, November 1954.

92. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-и тт.; 2-е изд., перераб. и доп. Т.1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова, Е.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 656 с. ил.

93. Пересада С.М. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя: теория и экспериментальное тестирование / С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович // Вісник НТУ “Львівська політехніка” Тематичний випуск науково-технічного журналу “ЕЛЕКТРОІНФОРМ”. – Л.: НТУ “ЛПІ”, 2009. – №19. – С. 69-73.
94. Морозовский В.Т. Многосвязные системы автоматического регулирования / В.Т. Морозовский.– М.: Энергия, 1970.– 288 с.
95. Островерхов М.Я. Керування електромеханічними системами на основі мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 1/2013(21). – С. 40-47.
96. Крутько П.Д. Декомпозирующие алгоритмы управления движением нелинейных динамических систем / П.Д. Крутько, Ф.Л. Черноусько // Изв. РАН. ТИСУ. – 2001. – № 4. – С. 8-24.
97. Черноусько Ф.Л. Методы управления нелинейными механическими системами / Ф.Л. Черноусько, И.М. Ананьевский, С.А. Решмин. – М.: Физматлит, 2006 – 328 с.
98. Терехов В.М. Система управления электроприводов / В.М. Терехов, О.И. Осипов. – Москва: “Академия”, 2005. – 296 с.
99. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, отд –ние, 1987. – 136 с.
100. Hall Effect Sensing and Application Book // Honeywell MICRO SWITCH Sensing and Control. 1999.
101. Фигаро Б.И. Теория электропривода / Б.И. Фигаро, Л.Б. Павлячик. – Мн.: ЗАО “Техноперспектива”, 2004. – 527 с.
102. Flöter W. Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchron-maschine / W. Flöter, H. Ripperger // Siemens Zeitschrift. – 1971. – № 45. – Н. 10
103. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с

частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – Москва: АСАДЕМА, 2006. – 266 с

104. Островерхов М.Я. Система автоматичного керування положенням штаби з векторно-керованими двигунами та властивостями природної адаптації / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Львів: Електроінформ. Тематичний випуск „Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика”, 2009. – С. 124-125.

105. Островерхов М.Я. Система прямого векторного керування асинхронним двигуном на основі мінімізації функціоналів миттєвих значень енергій руху / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць VIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук: КНУ, 2010. – С. 260-262.

106. Островерхов М.Я. Система прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна на основі мінімізації функціоналів миттєвих значень енергій руху / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики". – Київ: "Політехніка", 2009. – Т. 2. – С. 27-30.

107. Островерхов М.Я. Система векторного керування швидкістю асинхронного двигуна на основі мінімізації функціоналів миттєвих значень енергій руху / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики". – Київ: "Політехніка", 2008. – С. 353-356.

108. Островерхов М.Я. Робастна система векторного керування асинхронним двигуном на основі мінімізації функціоналів миттєвих значень енергій руху / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць VII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і

спеціалістів. – Кременчук: КНУ, 2009. – С. 114-116.

109. Островерхов М.Я. Універсальна система векторного керування швидкістю асинхронного двигуна на основі концепції зворотних задач динаміки при мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій руху / М.Я. Островерхов, О.Л. Сигаєв, М.П. Бурик // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2009. – Вип. 3/2009 (56) частина 2. – С. 31-34.

110. Barambones O. Adaptive sensorless robust control of AC drives based on sliding mode control theory/ O. Barambones, A.J. Garrido // International Journal of Robust and nonlinear Control. – 2006. – Vol. 17, Is. 9. – P. 862-879.

111. Hazen N. Application of adaptive fuzzy control to AC machines / N. Hazen, Habib-ur Rehman // Applied Soft Computing. – 2007. Vol. 7, Is. 3. – P. 899-907.

112. Ковбаса С.М. Исследование груботи наблюдателей магнитного потока асинхронного двигателя / С.М. Ковбаса // web site: www.el-driver.com.ua, НДВФ “ЕПА”.

113. Островерхов М.Я., Бурик М.П. Система векторного керування асинхронним двигуном на основі концепції зворотної задачі динаміки / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. – Харків: ХНТУСГ, 2011. – Вип. 116. – С. 129-130.

114. Островерхов М.Я. Система непрямого векторного керування асинхронним двигуном на основі концепції зворотних задач динаміки / М.Я. Островерхов, О.Л. Сигаєв, М.П. Бурик // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2010. – Вип. 3/2010 (62). – Частина 2. – С. 29-32.

115. Попович Н.Г. Элементы автоматизированного электропривода / Н.Г. Попович, В.А. Гаврилюк, О.В. Ковальчук, В.И. Теряев. – К.: УМК ВО, 1990. – 260 с.

116. Островерхов М.Я. Підпорядкована система керування

координатами електропривода на основі концепції зворотних задач динаміки / М.Я. Островерхов, В.М. Пижов, М.П. Бурик // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип. 3/2011 (15). – С. 21-25.

117. Бурик М.П. Моделювання системи підпорядкованого регулювання швидкості, синтезованої на основі концепції зворотних задач динаміки / М.П. Бурик, М.Я. Островерхов // Наукові праці. Серія: “Електротехніка і енергетика ” – Донецьк: ДОННТУ , 2013. – № 1.(14) – С. 36-38.

118. Astrom K. PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd edn. / K. Astrom, T. Hagglund. – Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC. – 1995.

119. Astrom K.J. Advanced PID control / K.J. Astrom, T. Hagglund. – ISA. The Instrumentation Systems and Automation Society, 2006. – 406 p.

120. Денисенко В.В. Разновидности ПИД-регуляторов // Автоматизация в промышленности. 2007. №6. С. 45 - 50.

121. Shin H. New antiwindup PI controller for variable-speed motor drives / H. Shin. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 45(3), 1998. pp. 445–450.

122. Leva, A. Improving the anti-windup properties of autotuning pid regulators / A. Leva, L. Bascetta. – In Proc.CCA, 2006. pp. 1849 –1854.

123. Leva A. PI/PID autotuning with contextual model parametrisation / A. Leva, A. V. Papadopoulos, S. Negro // Journal of Process Control, 20(4). – 2010. pp. 452–463.

124. Papadopoulos A.V. Antiwindup-aware PI autotuning / A. V. Papadopoulos and A. Leva // In: Proceedings IFAC Conference on Advances in PID Control. Vol. 2. Brescia. – Italy: IFAC, 2012, pp. 554–559.

125. Островерхов М.Я. Оптимізація електромеханічних систем на основі концепції зворотних задач динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій енергій / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Вісник Вінницького політехнічного інституту. –

Вінниця: ВНТУ. – 2012. – № 2. – С. 143-147.

126. Пересада С.М. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления / С.М. Пересада, С.М. Ковбаса, А. Тониэлли // Вестник Национального технического университета “ХП”. – 1999. – С. 190-193.

127. Шенфер К. И., Динамо машины и двигатели постоянного тока / К.И. Шенфер // Объединенное научно-техническое издательство главная редакция энергетической литературы. – М.: Ленинград ОНТИ. НКТП. СССР, 1937. – 431 с.

128. Ямпольский Д.С. Определение динамических параметров электропривода постоянного тока / Д.С. Ямпольский, Т.А. Орлова, Б.И. Решмин. – М.: Энергия, 1972. 56 с.

129. Зимин Е.Н. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями / Е.Н. Зимин, В.Л. Кацевич, С.К. Козырев. – М.: Энергоиздат, 1981. – 192 с.

130. Шипилло В.П. Расчет полупроводниковых систем управления вентильными преобразователями / В.П. Шипилло, О.Г. Булатов. М. – Л.: Энергия, 1966. – 144 с.

131. Лебедев А.М. Следящие электроприводы станков с ЧПУ / А.М. Лебедев, Р.Т. Орлова, А.В. Пальцев. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 223 с.

132. Перельмутер В.М. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока / В.М. Перельмутер, В.А. Сидоренко. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

133. Устройство управления БТУ 3001 и электроприводы. Техническое описание и инструкция по эксплуатации / ОЛХ.463.276.ОБК.469.564 Издание 11

134. Чернов Е.А. Электроприводы подач станков с ЧПУ: Справочное пособие / Е.А. Чернов, В.П. Кузьмин, С.Г. Синичкин. – Горький: Волго-Вятское кН. Изд-во, 1986 – 271 с.

135. Brown G. Discovering the STM32 Microcontroller / G. Brown. – <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/3.0>, January 8, 2013

136. STMicroelectronics. How to get the best ADC accuracy in theSTM32F10xxx devices, November 2008
137. STMicroelectronics. Reference manual stm32f100xx advanced ARM - based 32-bit MCUs rev. 4, 2011. RM0041.
138. STMicroelectronics. Programming manual: Stm32f10xxx/20xxx/21xxx/ 11xxxx cortex-m3 programming manual rev. 4, October 2010. PM0063
139. STMicroelectronics. User manual STM32 value line discovery, 2010.UM0919.
140. Терехин В.Б. Моделирование систем электропривода в Simulink (Matlab 7.0.1): учебное пособие / В.Б. Терехин. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 320 с.
141. Островерхов М.Я. Дослідження системи векторного керування асинхронним двигуном на основі концепції зворотної задачі динаміки / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Вісник НТУ „Харківський політехнічний інститут”. Тем. випуск „Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика”. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2010. – Вип. 28. – С. 83-84.
142. Островерхов М.Я. Експериментальне дослідження закону керування швидкістю електропривода при мінімізації локальних функціоналів миттєвих значень енергій / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – С. 68-69.
143. Островерхов М.Я. Оптимальна за критерієм мінімуму енергії прискорення система регулювання напору відцентрового насосу / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Наукові праці Вінницького національного технічного університету [Електронний ресурс]. – Наукові праці ВНТУ, 30.03. 2018. –№ 1 . – С. 1-5.
144. A guide for user of variable-speed drivers DC or AC Drives? ABB Industry. 2011, 12 p. [URL:http://library.e.abb.com/public/8843efec91f93d9fc1257b1300574a3b/3ADW000059.pdf](http://library.e.abb.com/public/8843efec91f93d9fc1257b1300574a3b/3ADW000059.pdf).

145. Решмин Б.И. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов/ Б.И. Решмин, Д.С. Ямпольский//. – М.: «Энергия», 1975. – 184 с.

146. Перельмутер В.М. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока/ В.М. Перельмутер, В.А. Сидоренко//. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

147. Чернов Е.А. Электроприводы подач станков с ЧПУ /Е.А. Чернов, В.П. Кузьмин, С.Г. Синичкин // Справочное пособие. – Горький: Волго-Вятское кН. Изд-во, 1986 – 271 с.

148. Радченко Л.А. Автоматическое управление электроприводами / Л.А. Радченко, В.А. Гаврилюк, А.Н. Желдак // Учебное пособие. – К.: Киевский политехнический институт, 1979. – 109 с.

149. Островерхов М.Я. Верифікація параметрів електроприводу постійного струму підпорядкованої структури / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик, Я.О. Каленчук// Тези доповідей за матеріалами XII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики", присвячені 100 річчю ФЕА. – Київ: ФЕА НТУУ «КПІ» 2018. – С 635-647.

150. Пересада С.М. Основи теорії векторно-керованих електромеханічних систем змінного струму з кінематичною парою кочення / Анотовані описи завершених науково-дослідних робіт КПІ ім. Ігоря Сікорського. Держ. док-т: 0112U002404. – К.: НТУУ «КПІ», 2014.

151. Островерхов М.Я. Алгоритми керування електромеханічними системами в умовах параметричних збурень / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – 2018. – Вип. 51. – С. 70 -74.

152. Островерхов М.Я. Робастне керування кутовою швидкістю ротора синхронного двигуна з постійними магнітами / М.Я. Островерхов, М.П. Бурик // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика: зб. наук.

пр. / Нац. Техн. ун-т «Харків. політехн. ін.-т». – Харків: НТУ «ХПІ», 2019. №16(1341). – С. 24 -27. *Bulletin of the National Technical University “KhPI”. Series: Problems of automated electrodrive. Theory and practice. “Robust control the rotor mechanical angular speed of surface mounted permanent magnet synchronous motor”*.

153. Бурик М.П. Вентильно- індукторний електропривод / М.П. Бурик // Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. Технічні науки. "Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України". – Харків: ХНТУСГ, 2019. – Вип. 203. – С 124-126.

154. 22. M. Ostroverkhov and M. Buryk, "Vector Control of Field Regulated Reluctance Motor," *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 486-490. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879902.

155. M. Ostroverkhov and M. Buryk, "Control of Permanent Magnet Synchronous Motor under Conditions of Parametric Uncertainty," *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2019, pp. 98-101. doi: 10.1109/MEES.2019.8896635.

156. M. Ostroverkhov and M. Buryk, " Speed Control System of Synchronous Motor Drives with Field Weakening using the Concept of Inverse Problems of Dynamics" *2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 310-314. doi: 10.1109/ESS50319.2020.9160008.

157. N. Ostroverkhov and N. Buryk, "Control System with Field Weakening of Synchronous Motor Drive," *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240903.

Додаток А

**МЕТОДИКА РОЗРОБКИ ЗАКОНІВ КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРОТНИХ
ЗАДАЧАХ ДИНАМІКИ**

Диференційне рівняння за допомогою якого задається бажана якість керування замкнутого контуру при застосуванні КЗЗД має наступний вигляд [77]

$$\frac{d^n z}{dt^n} + \sum_{i=0}^{(n-1)} \gamma_i \frac{d^i z}{dt^i} = \sum_{j=0}^m \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} \quad (\text{A.1})$$

де z – вихідна координата;

γ_i, β_j – коефіцієнти диференціального рівняння визначають характер та тривалість перехідного процесу;

x^* – координата керуючої функції.

Порядок правої частини диференціального рівняння повинен бути менший або рівний лівій ($m \leq n$). Залежність між коефіцієнтами γ_i, β_j та показниками якості керування, а саме: час регулювання, час наростання, перерегулювання та т.п. встановлюється за допомогою кореневих або інших методів [78-81].

Об'єкти керування локальних контурів електропривода описуються диференціальними рівняннями наступного виду

$$\frac{d^h x}{dt^h} = \sum_{k=0}^g b_k \frac{d^k u}{dt^k} - \sum_{i=0}^{(h-1)} a_i \frac{d^i x}{dt^i}, \quad (g \leq h-1) \quad (\text{A.2})$$

де x – регульована координата об'єкту;

u – керуюча функція об'єкту;

h, g – порядок лівої та правої частини диференціального рівняння об'єкту;

a_i, b_k – коефіцієнти диференціального рівняння об'єкту.

Ступінь наближення реального процесу керування до бажаного оцінюється локальним функціоналом, який є функцією Ляпунова для замкнутої системи

$$G(u(t)) = \frac{1}{2} \left[\frac{d^n z}{dt^n} - \frac{d^h x}{dt^h} \right]^2 \quad (\text{A.3})$$

Абсолютний мінімум функціонала під час знаходження керуючої функції u за класичними методами дорівнює

$$\min_u G(u(t)) = 0 \quad (\text{A.4})$$

Зміна параметрів об'єкту від розрахункових призводить до погіршення заданої якості керування, в результаті отриманого закону, реалізація якого вимагає повної інформації про об'єкт керування (A.2).

Якщо відмовитися від виконання умови (A.4), а обмежитися лише вимогою (A.3), то цей недолік усувається. Для цього необхідно здійснити мінімізацію функціонала за градієнтним законом першого порядку

$$\frac{du(t)}{dt} = -\eta \frac{dG(u(t))}{du} \quad (\text{A.5})$$

де $\eta > 0$ – константа.

Підставив (A.2) в (A.3) отримаємо похідну функціоналу

$$\frac{dG(u(t))}{du} = -\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} \left[\frac{d^n z}{dt^n} - \frac{d^h x}{dt^h} \right] \quad (\text{A.6})$$

де $\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u}$ – константа.

Закон керування рухом (A.5) з урахуванням (A.6) є наступний

$$\dot{u}(t) = k \left[\frac{d^n z}{dt^n} - \frac{d^h x}{dt^h} \right] \quad (\text{A.7})$$

де $k = \eta \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} = \text{const} > 0$ – коефіцієнт підсилення регулятора.

Умови збіжності процесу мінімізації функціоналу мають наступний вигляд

$$\frac{dG(u(t))}{dt} < 0; G(u(t)) \rightarrow 0 \quad (\text{A.8})$$

та правила знаків при $t \rightarrow \infty$

$$\text{sign}(k) = \text{sign}\left(\frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u}\right). \quad (\text{A.9})$$

Змінна $\frac{d^n z}{dt^n}$ в законі керування (A.7) визначається з рівняння бажаної якості керування (A.1)

$$\frac{d^n z}{dt^n} = \sum_{j=0}^m \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} - \sum_{i=0}^{(n-1)} \gamma_i \frac{d^i x}{dt^i} \quad (\text{A.10})$$

шляхом замикання відповідною кількістю зворотних зв'язків $z^{(i)} = x^{(i)}$.

Закон керування після зменшення зворотних зв'язків на одиницю приймає остаточний вигляд

$$u(t) = k \left[\frac{d^{(n-1)} z}{dt^{(n-1)}} - \frac{d^{(h-1)} x}{dt^{(h-1)}} \right] \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{d^{(n-1)} z}{dt^{(n-1)}} = \sum_{j=0}^{(m-1)} \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} - \sum_{i=0}^{(n-2)} \gamma_i \frac{d^i x}{dt^i}$$

Представлений метод розробки законів керування відповідає ідеї зворотності прямого метода Ляпунова по дослідженню стійкості, яка полягає в знаходженні керуючої дії, при якій замкнута система має наперед задану функцію Ляпунова. Синтезовані закони керування надають замкнутій системі

властивості стійкості в цілому по відношенню до стану рівноваги або до незбуреного руху. Це дозволяє вирішувати задачі керування нелінійними багатовимірними системами як і для лінійних одновимірних систем. Характерною рисою оптимізації є досягнення не абсолютного мінімуму функціонала якості, що характерно для традиційних систем, а деякого мінімального значення, яке відповідає допустимій за технічними умовами динамічній похибці системи. Перевага запропонованого методу полягає в тому, що для визначення закону керування непотрібно вирішувати оптимізаційну задачу в традиційному розумінні, бо він записується безпосередньо по диференціальному рівнянню об'єкту керування та диференціальному рівнянню, яким задається бажана якість керування. КЗЗД з МЛФ миттєвих значень енергій забезпечує грубість до параметричних та координатних збурень об'єкту керування та динамічну декомпозицію взаємозв'язаної нелінійної системи керування [65].

Для різних математичних моделей об'єктів задачі керування їх рухом формулюються як задачі керування їх енергією. Запропонований підхід приводить до таких структур математичних моделей проєктованих систем, для яких керована енергія виступає в ролі функції Ляпунова. Синтезовані таким чином системи володіють властивостями асимптотичної стійкості в цілому по відношенню до стану рівноваги або незбурюючого руху. Більш того, закони конструюються таким чином, щоб керована енергія, будучи функцією Ляпунова, змінювалася у часі в процесі керування по бажаному закону. Таким чином, при такій постановці задачі аналітичного конструювання регуляторів функція Ляпунова не знаходиться, а її структура та параметри наперед задаються [82, 83, 86].

Повна похідна за часом від функції Ляпунова для замкнутих систем (закон зменшення значення функціонала $G(u)$) має вигляд

$$\frac{dG(u)}{dt} = \frac{dG(u)}{du} \frac{du}{dt} \quad (\text{A.12})$$

З іншої сторони відповідно до (A.6) та (A.7) швидкість зміни функціоналу дорівнює

$$\frac{dG(u)}{dt} = -k \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} \left[\frac{d^n z}{dt^n} - \frac{d^h x}{dt^h} \right]^2 \quad (\text{A.13})$$

Так як виконується правило знаків (A.9), то добуток $k \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u} > 0$ і

отже

$$\frac{dG(u)}{dt} < 0, \text{ якщо } \frac{d^n z}{dt^n} \neq \frac{d^h x}{dt^h}. \quad (\text{A.14})$$

Стійкість контуру керуючої функції (збіжність процесу мінімізації функціонала $G(u)$) є недостатньою умовою стійкості замкнутою системи. Так як керована система та бажана модель мають один порядок астатизму та рівні коефіцієнти підсилення, то їх амплітудні частотні характеристики в області низьких частот співпадають. Тому необхідно, щоб швидкодія контуру керуючої функції була вищою за швидкодію бажаної моделі, при помірному рівні підсилення в контурі прискорення. З рівняння (A.13) видно, що швидкість зменшення величини функціонала $G(u)$ збільшується, при збільшенні значення добутку $k \frac{\partial f(u, x^{(i)})}{\partial u}$.

Додаток Б

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Б.1 Математичні моделі систем векторного керування швидкістю асинхронного двигуна

Для дослідження законів векторного керування були створені моделі систем прямого та непрямого векторного керування в пакеті прикладних програм Simulink для Matlab 7.8.0. Інтерфейс програми дозволяє змінювати параметри моделі перед початком моделювання, а також отримувати дані про змінні системи. Інформація виводиться на монітор комп'ютера у вигляді графіків.

На рис. Б.1 зображена структурна схема моделі системи прямого векторного керування швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі КЗЗД.

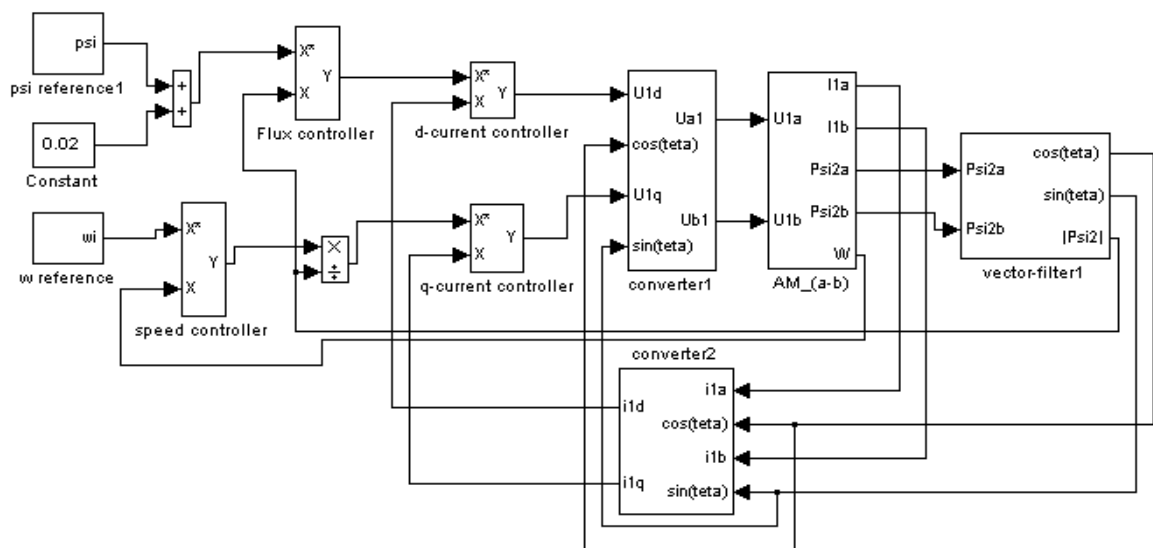


Рис. Б.1. Структурна схема моделі системи прямого векторного керування швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі КЗЗД

На рис. Б.2 показана структурна схема динамічної моделі АД в

стаціонарній системі координат ($a-b$). Структура блока “EPS”, яка представлена на рис. Б.3, представляє електричну підсистему електромеханічного перетворювача АД.

На рис. Б.4 показано структуру регуляторів модуля потокозчеплення ротора, кутової швидкості та компонентів струму статора в синхронно-обертовій системі координат.

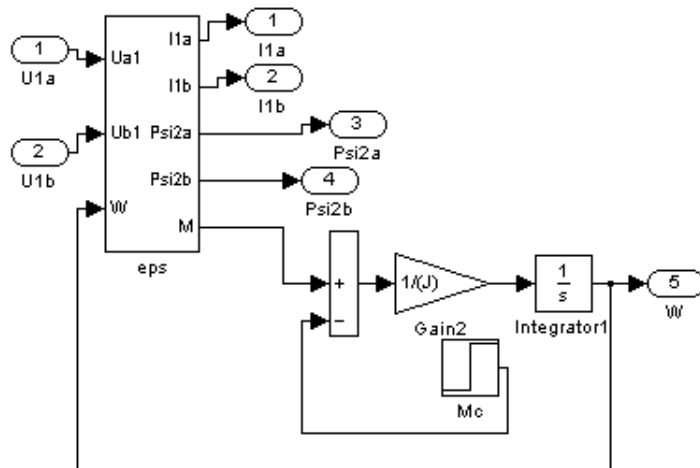


Рис. Б.2. Модель асинхронного двигуна

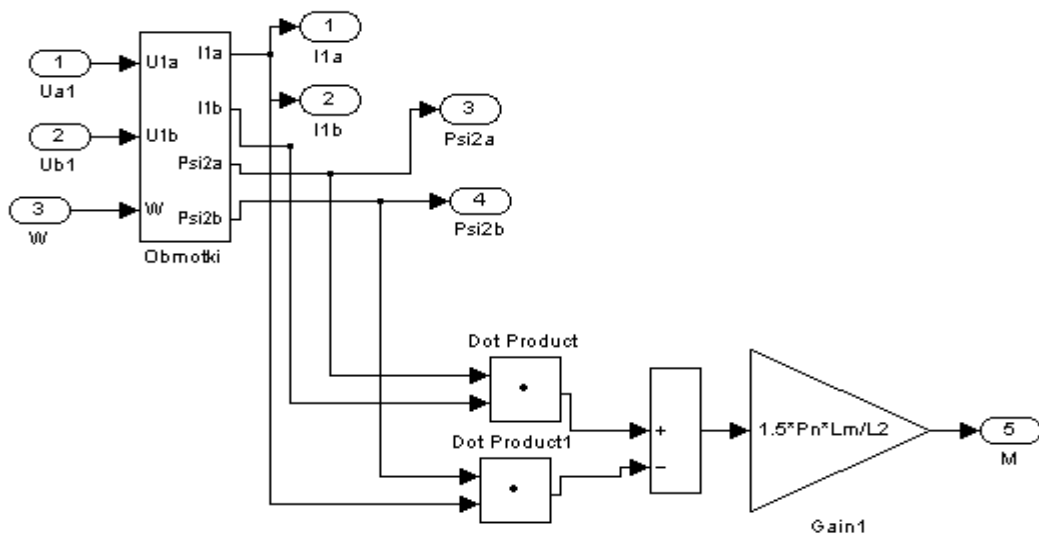


Рис. Б.3. Структура блоку “EPS”

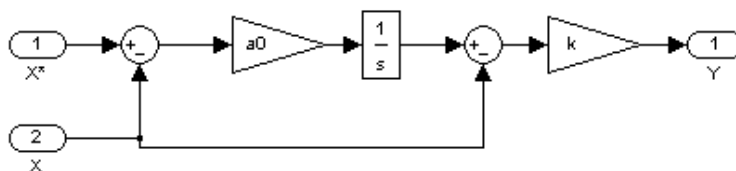


Рис. Б.4. Структура регуляторів модуля потокозчеплення ротора, швидкості та компонентів струму статора в синхронно-обертовій системі координат положення синтезованих на основі КЗЗД

На рис. Б.5 представлений блок перетворювача координат “converter1”, який перетворює керуючі напруги з нерухомої системи координат ($d-q$) в рухому ($a-b$). На рис. Б.6 зображено блок перетворювача координат “converter2”, який перетворює струми з рухомої системи координат ($a-b$) в нерухому ($d-q$) моделі системи векторного керування кутовою швидкістю АД.

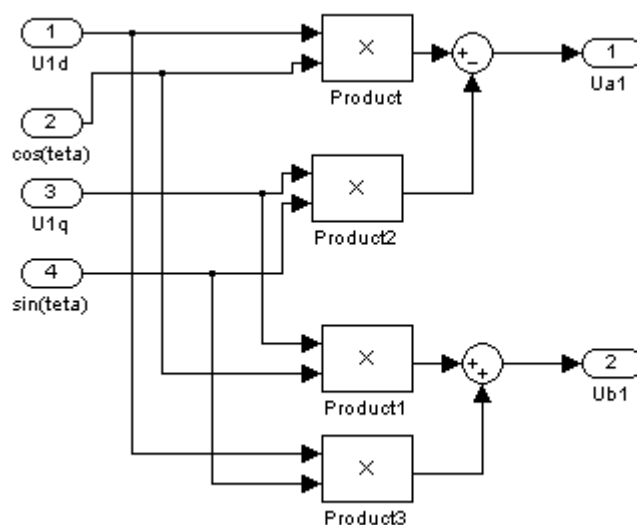


Рис. Б.5. Блок перетворювача координат “converter1” моделі системи векторного керування кутовою швидкістю

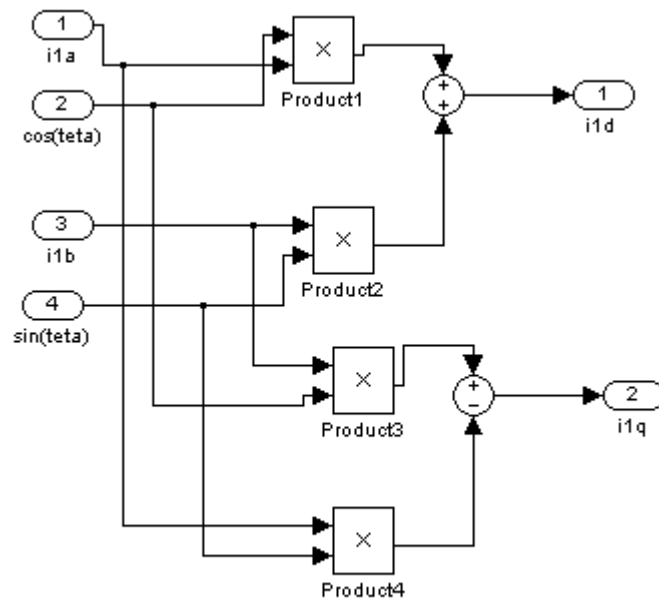


Рис. Б.6. Блок перетворювача координат “converter2” моделі системи векторного керування кутовою швидкістю

На рис. Б.7 показана структурна схема блоку “vector-filter”. Структура блока завдання “reference” по кутовій швидкості та модулю потокозчеплення ротора зображена на рис. Б.8.

На рис. Б.9 показано структурну схему моделі системи прямого векторного керування кутовою швидкістю АД з традиційними законами керування та блоком компенсації складових ЕРС.

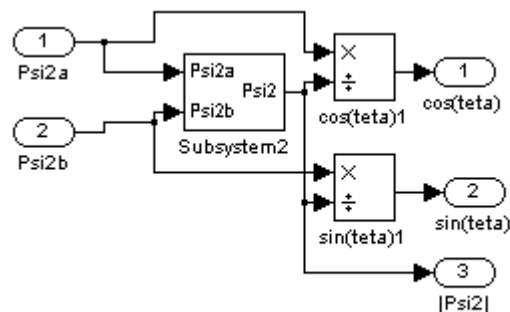


Рис. Б.7. Структура блоку “vector-filter”

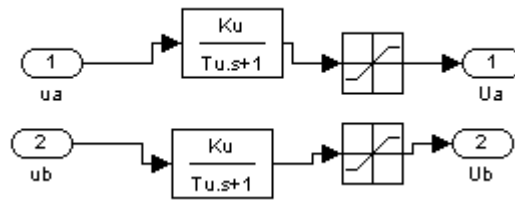


Рис. Б.10. Структура блоку “invertor”

На рис. Б.11 представлений блок “compensator”, який виконує компенсацію складових ЕРС та на рис. Б.12 показано структурну схему регулятора кутової швидкості при налаштуванні на симетричний оптимум.

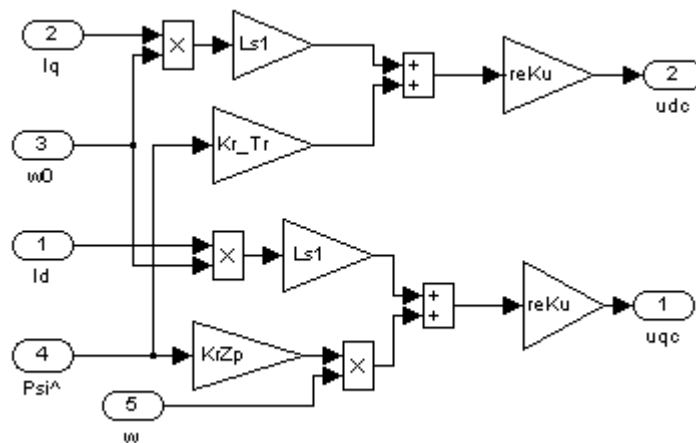


Рис. Б.11. Структура блоку “compensator”

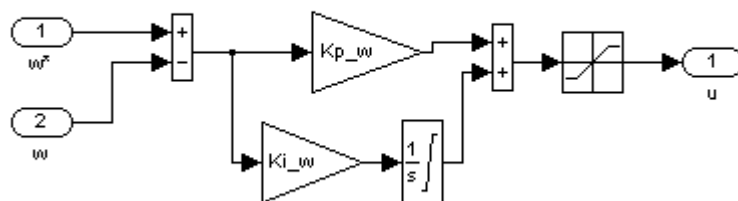


Рис. Б.12. Структура регулятора кутової швидкості при налаштуванні контуру на симетричний оптимум

На рис. Б.13 зображена структурна схема моделі системи прямого векторного керування кутовою швидкістю АД при визначенні

потокозчеплення ротора по моделі потоку з синтезованими законами керування на основі КЗЗД.

На рис. Б.14 зображено структурну схему блоку “observer psi”.

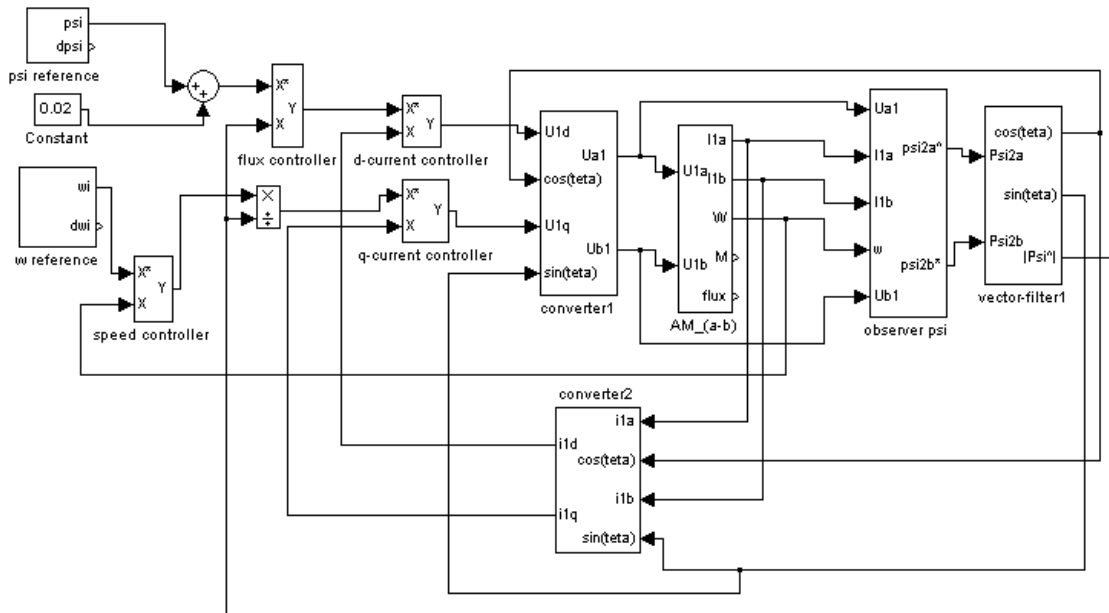


Рис. Б.13. Структурна схема моделі системи прямого векторного керування швидкістю АД при визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку з синтезованими законами керування КЗЗД

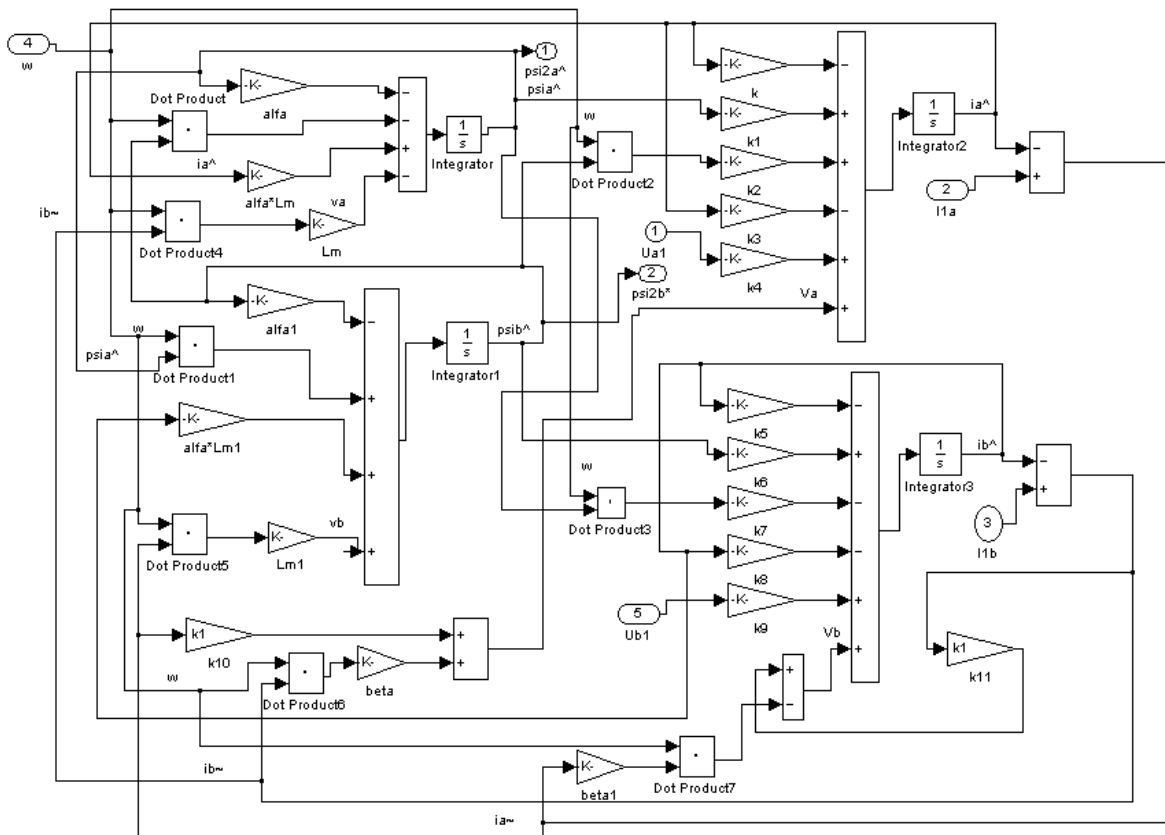


Рис. Б.14. Структура блоку “observer psi”

На рис. Б.15 зображена структурна схема моделі системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі КЗЗД.

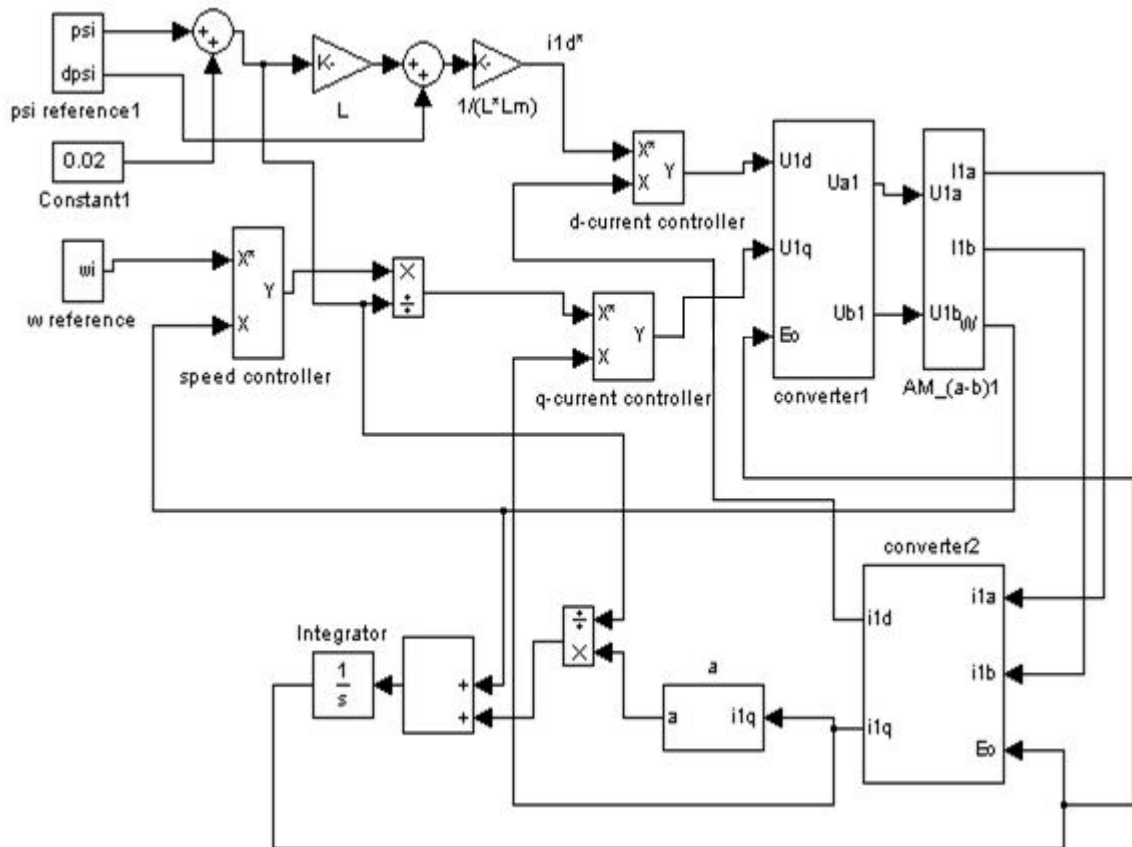


Рис. Б.15. Структурна схема моделі системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі КЗЗД

На рис. Б.16 зображена структурна схема моделі системи грубого непрямого векторного керування швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі концепції зворотної задачі динаміки. На рис. Б.17 зображено структурну схему блоку “observer i_{1d} ”.

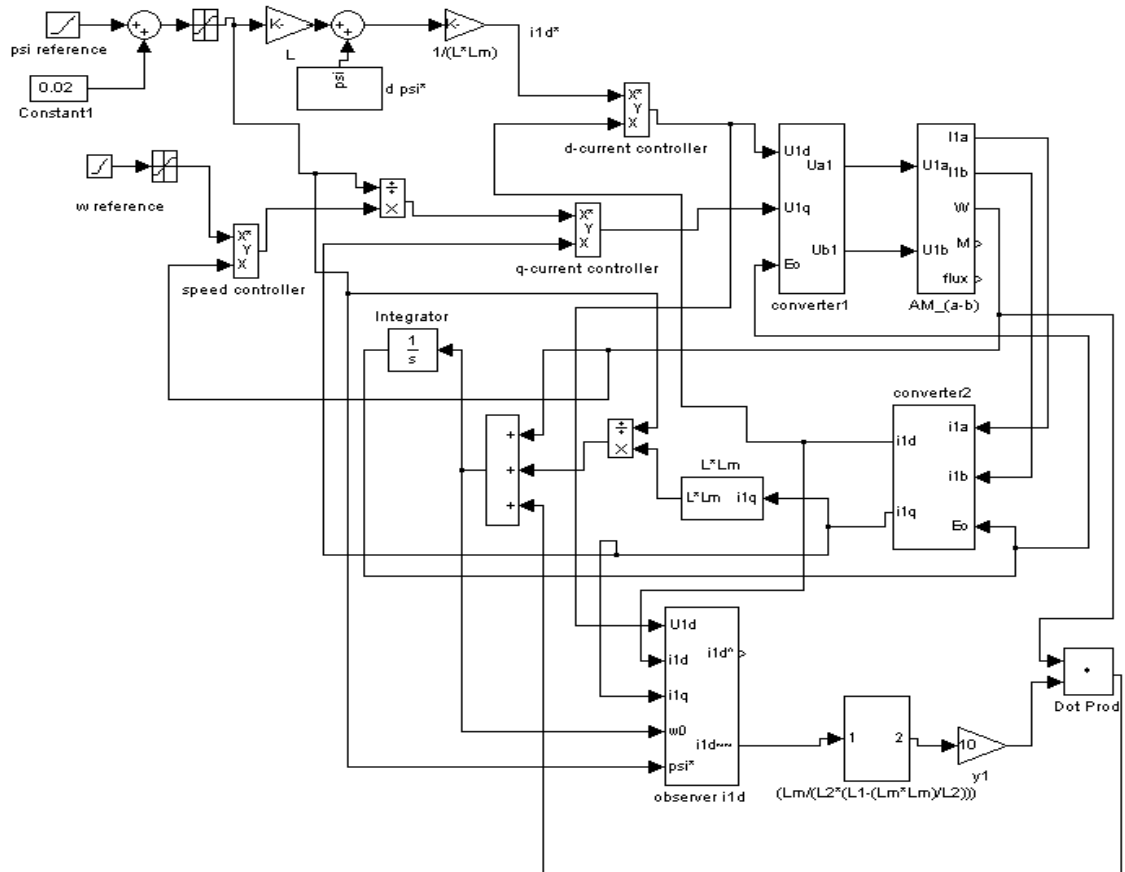


Рис. Б.16. Структурна схема моделі системи непрямого векторного керування швидкістю АД з синтезованими законами керування на основі концепції зворотної задачі динаміки

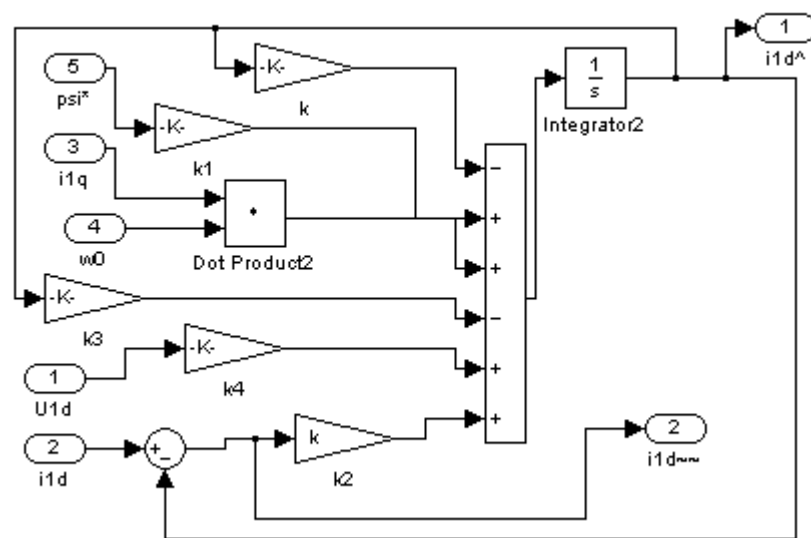


Рис. Б.17. Структура блоку “observer i_{1d} ”

Б.2 Математичні моделі системи підпорядкованого керування швидкістю двигуна постійного струму з незалежним збудженням

Для дослідження законів підпорядкованого керування ДПС були створені математичні моделі системи керування в пакеті прикладних програм Simulink та імітаційні моделі блоку тиристорного керування з роздільним керуванням за допомогою бібліотечного блоку SimPowerSystems для Matlab 7.8.0. Інтерфейс програми дозволяє змінювати параметри моделі перед початком моделювання, а також отримувати дані про зміні системи.

Параметри ДПС з НЗ, тиристорного перетворювача, коефіцієнти регуляторів струму якоря та кутової швидкості валу двигуна математичних моделей задаються та обраховуються за допомогою наступного m-файлу:

```

clc
clear all

% Двоконтурна система підпорядкованого керування швидкістю ДПС з
НЗ

% Паспортні дані ДПС з НЗ типу МИ 42

Ua=220; % В
Uz=220; % В
Rz=880;% Ом
P=1100; % Вт
Ia=6.3; % А
Iz=Uz/Rz; % А
Lz=16.4; %Гн
Tz=Lz/Rz; %с
n=1000; % об/хв
J=0.065; % кг*м^2

% Параметри тиристорного перетворювача

Eprmax=230; % В
Uzwmax=10; % В

```

$$k_{np} = E_{npmax} / U_{zwmax}$$

$$T_m = 0.01; \% c$$

% Розрахунок параметрів ДПС по паспортним даним

$$\eta = 0.76;$$

$$R_a = 3.63 * (1 + 0.004 * 55); \% Ом$$

$$\omega_n = (\pi * n) / 30 \% \text{ рад/с}$$

$$L_a = 0.03842 \% Гн$$

$$J_s = 2 * J$$

$$T_a = L_a / R_a \% c$$

$$c_F = 1.895 \% Bc$$

$$\% M_c = c_F * I_a \% Нм$$

$$K_{zw} = 1\%$$

$$k_{zzw} = U_{zwmax} / (K_{zw} * \omega_n)$$

% Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом

$$U_{zimax} = 10 \% B$$

$$K_{zi} = 2.5$$

$$k_{zzi} = U_{zimax} / (K_{zi} * I_a)$$

% Настроювання контуру струму на модульний оптимум ПІ-регулятор

$$k_{pi} = T_a * R_a / (2 * T_m * k_{np} * k_{zzi})$$

$$k_{ii} = (R_a / (2 * T_m * k_{np} * k_{zzi})) \% T_a = T_{pc}$$

% Настроювання контуру швидкості на симетричний оптимум ПІ-регулятор

$$T_v = 2 * T_m$$

$$k_{pw} = k_{zzi} * J_s / (2 * T_v * c_F * k_{zzw})$$

$$k_{iw} = (k_{zzi} * J_s) / (8 * T_v * T_v * c_F * k_{zzw})$$

На рис. Б.18 зображена структурна схема моделі СПР кутової швидкості ДПС з НЗ з традиційними регуляторами без обмеження регулюючих координат, які налаштовані на симетричний та технічний оптимум.

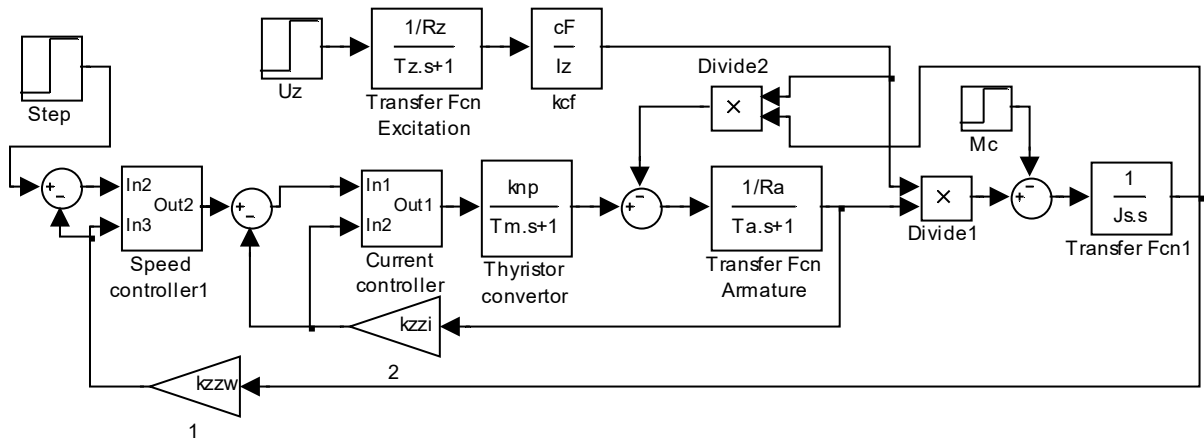


Рис. Б.21. Структурна схема моделі СПР кутової швидкості ДПС з НЗ з регуляторами без обмеження регулюючих координат типу 101 та 212

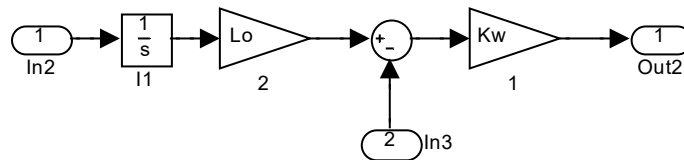


Рис. Б.22. Структура блоку “Speed controller” типу 101

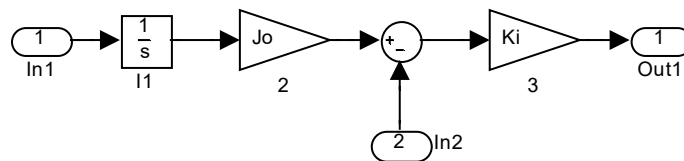


Рис. Б.23. Структура блоку “Current controller” типу 101

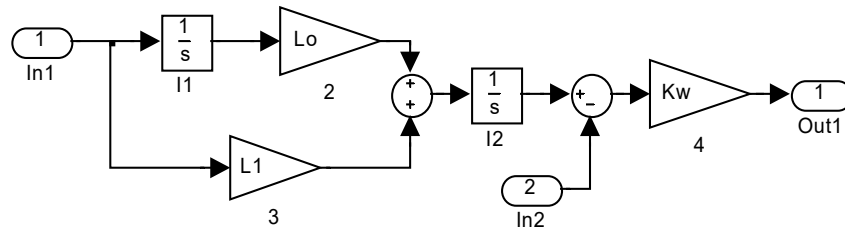


Рис. Б.24. Структура блоку “Speed controller” типу 212

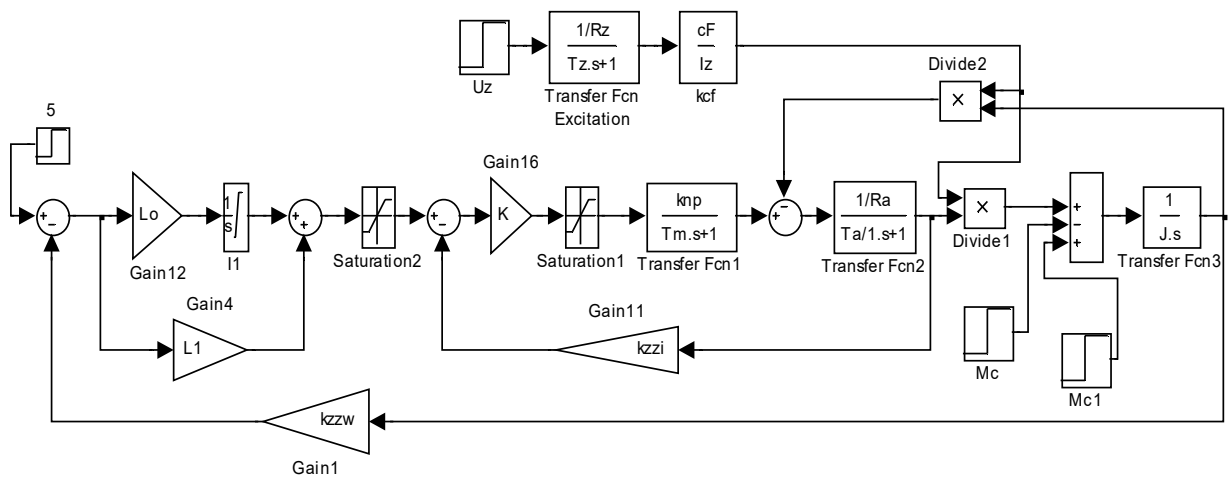


Рис. Б.25. Структурна схема моделі СПР кутової швидкості ДПС з НЗ з регулятором типу 212 з обмеженням регулюючих координат

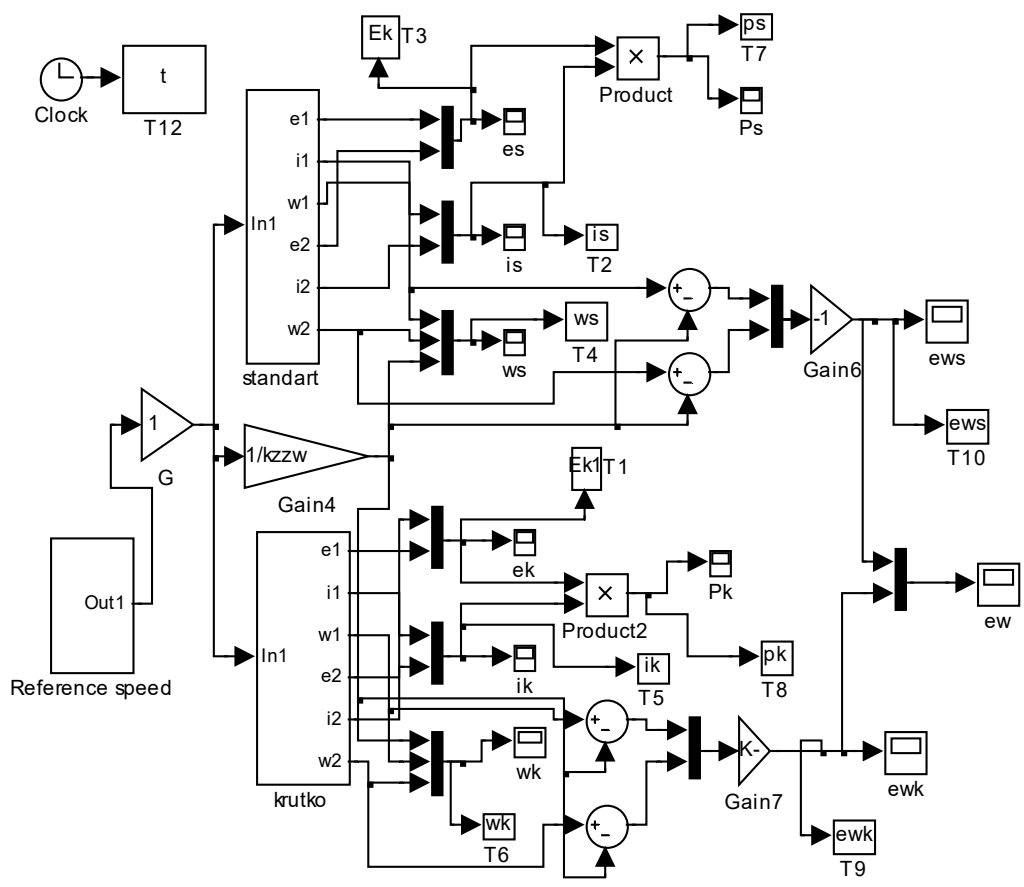


Рис. Б.26. Структурні схеми моделей СПР кутової швидкості ДПС з НЗ з регулятором типу 312 координат та стандартними законами керування

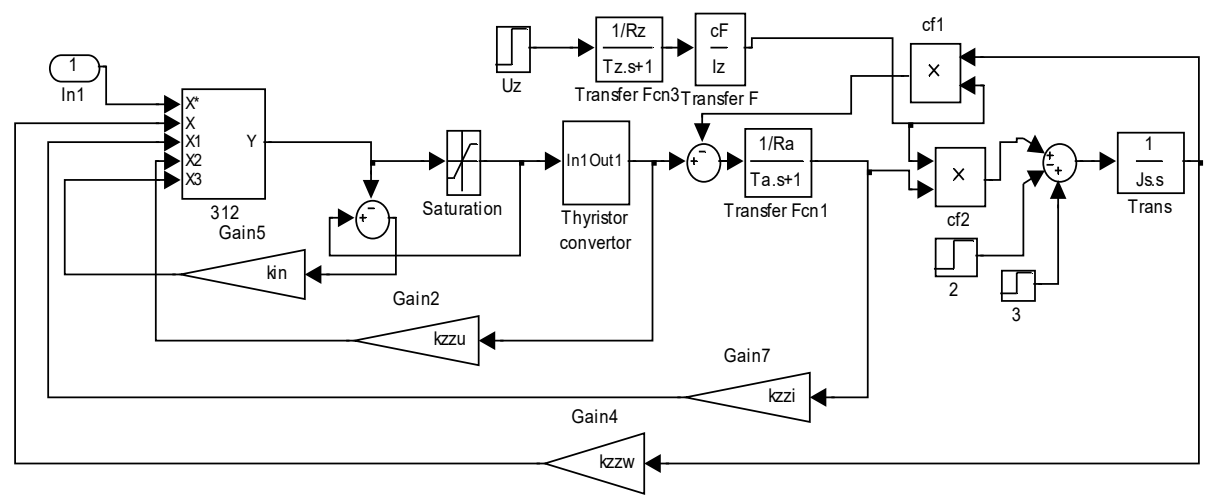


Рис. Б.27. Структурна схема моделі СПР кутової швидкості ДПС з НЗ з регулятором типу 312 з обмеженням регулюючих координат

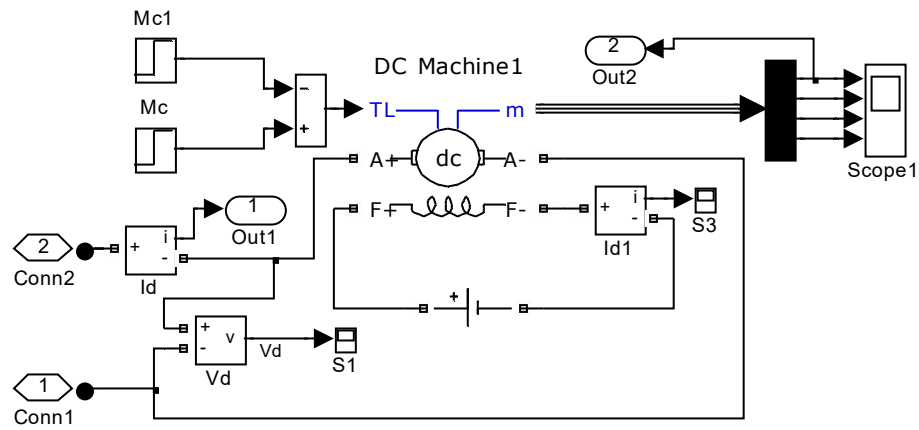


Рис. Б.30. Структурна схема імітаційної моделі ДПС з НЗ

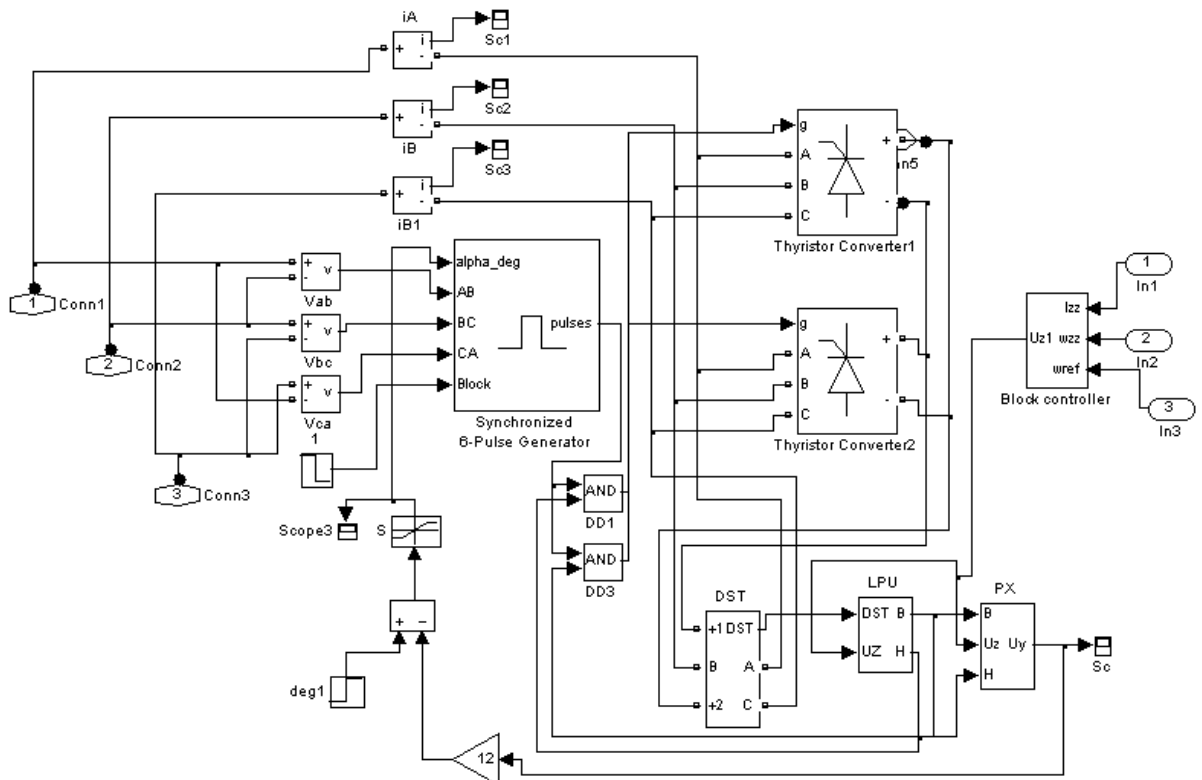


Рис. Б.31. Структурна схема імітаційної моделі блоку тиристорного керування з роздільним керуванням

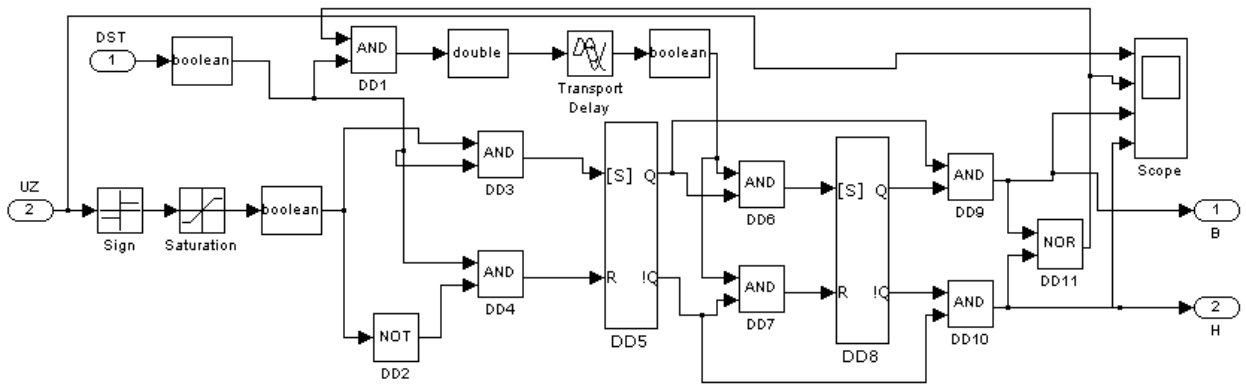


Рис. Б.32. Структурна схема логічного перемикаючого пристрою LPU

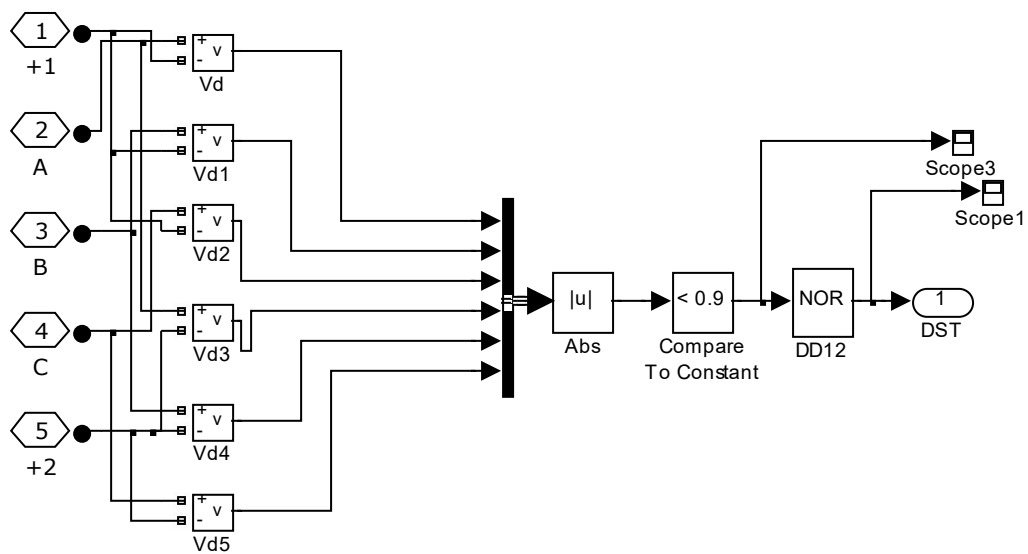


Рис. Б.33. Структурна схема датчика стану тиристорів DST

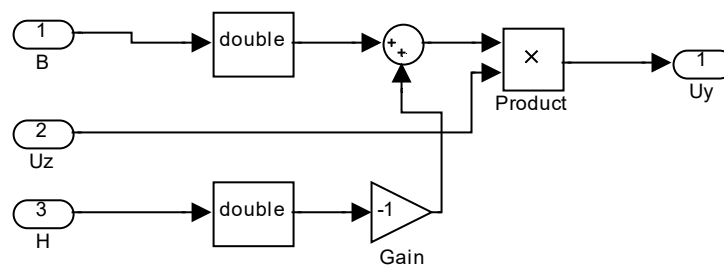


Рис. Б.34. Структурна схема перемикача характеристик PX

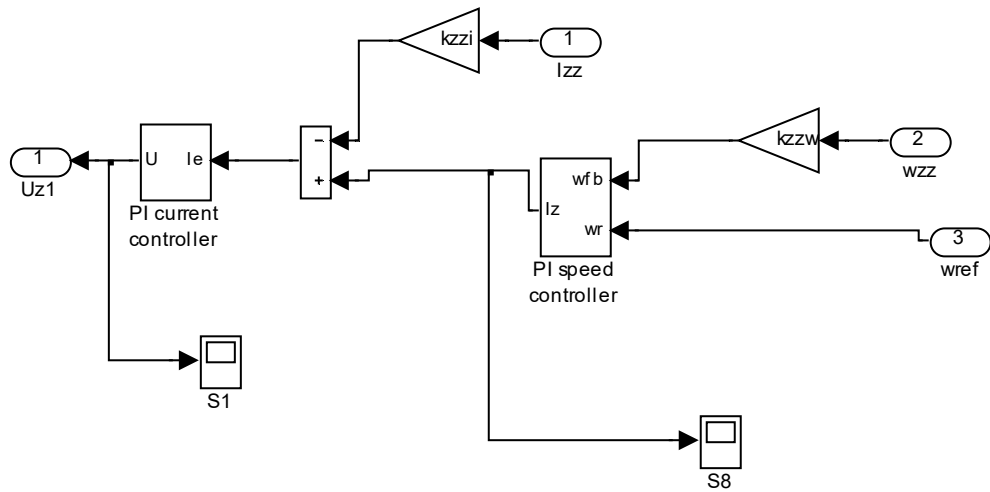


Рис. Б.35. Структурна схема блоку “Block controller” при застосуванні традиційних регуляторів струму та кутової швидкості

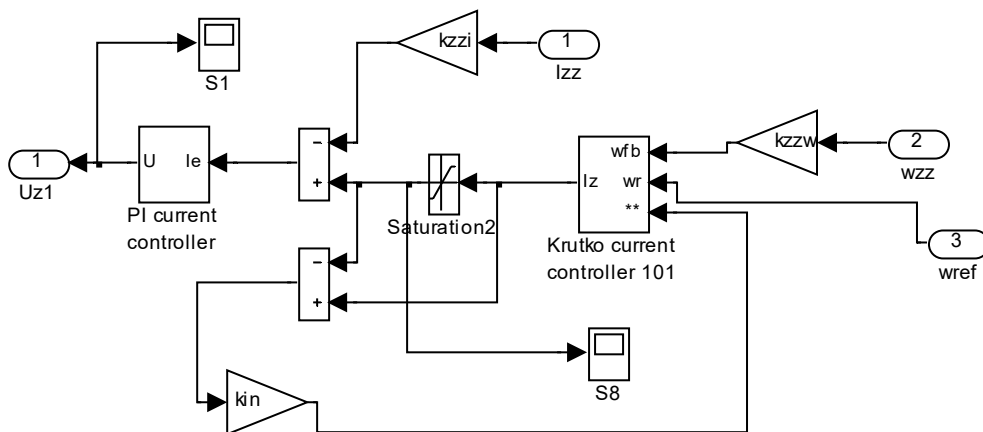


Рис. Б.36. Структурна схема блоку “Block controller” при застосуванні регулятора кутової швидкості типу 101

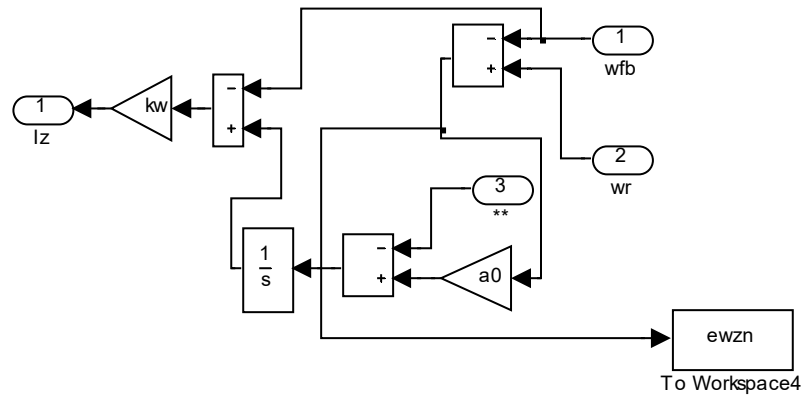


Рис. Б.37. Структурна схема блоку “Krutko speed controller”

Додаток В

ПАРАМЕТРИ ДВИГУНІВ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ УСТАНОВОК

Таблиця В.1

Параметри АД типу 4АО80В2 номінальною потужністю 750 Вт

Номінальний струм, А	2,1	Індуктивність статора, Гн	0,95
Кількість пар полюсів	1	Індуктивність ротору, Гн	0,95
Опір статора, Ом	11	Індуктивність контуру намагнічування, Гн	0,91
Опір ротору, Ом	5,51	Момент інерції кг·м ²	0,003
Номінальна напруга, В	380	Номінальна кутова швидкість, рад/с	300

Таблиця В.2

Параметри АД типу 4А90L2У3 номінальною потужністю 3 кВт

Номінальний струм, А	6,1	Індуктивність статора, Гн	0.394
Кількість пар полюсів	1	Індуктивність ротору Гн	0.399
Опір статора, Ом	2,577	Індуктивність контуру намагнічування, Гн	0.387
Опір ротору, Ом	1,682	Момент інерції кг·м ²	0.0035
Номінальна напруга, В	380	Номінальна кутова швидкість, рад/с	300

Таблиця В.3

Параметри АД типу 4А100S4У3 номінальною потужністю 3 кВт

Номінальний струм, А	6,7	Індуктивність статора, Гн	0,238
Кількість пар полюсів	2	Індуктивність ротору, Гн	0,243
Опір статора, Ом	2,555	Індуктивність контуру намагнічування, Гн	0,229
Опір ротору, Ом	1,736	Момент інерції кг·м ²	0,0087
Номінальна напруга, В	380	Номінальна кутова швидкість, рад/с	150

Параметри АД типу 4А112МА6У3 номінальною потужністю 3 кВт

Номінальний струм, А	7,4	Індуктивність статора, Гн	0,186
Кількість пар полюсів	3	Індуктивність ротору, Гн	0,189
Опір статора, Ом	2,519	Індуктивність контуру намагнічування, Гн	0,179
Опір ротору, Ом	1,867	Момент інерції кг·м ²	0,017
Номінальна напруга, В	380	Номінальна кутова швидкість, рад/с	100

Таблиця В.5

Параметри ДПС М1 номінальною потужністю 1,1 кВт

Номінальний струм якоря, А	6,3	Індуктивність якірного кола, Гн	0,03842
Номінальний струм збудження, А	0,25	Індуктивність кола збудження, Гн	16,4
Напруга живлення, В	220	Напруга кола збудження, В	220
Номінальний кутова швидкість, рад/с	104,72	Опір якоря, Ом	3,63
Кількість пар полюсів	2	Опір обмотки збудження, Ом	790
ККД двигуна, %	76	Момент інерції кг·м ²	0,065

Таблиця В.6

Параметри ДПС М2 номінальною потужністю 1,1 кВт

Номінальний струм якоря, А	6,3	Індуктивність якірного кола, Гн	0,03529
Номінальний струм збудження, А	0,25	Індуктивність кола збудження, Гн	14,25
Напруга живлення, В	220	Напруга кола збудження, В	220
Номінальний кутова швидкість, рад/с	104,72	Опір якоря, Ом	3,22
Кількість пар полюсів	2	Опір обмотки збудження, Ом	762
ККД двигуна, %	76	Момент інерції кг·м ²	0,065

Додаток Д

**ЛІСТИНГИ ПРОГРАМ ЗАКОНІВ КЕРУВАННЯ
ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ**

Д.1 Лістинг програми при налаштуванні регулятора швидкості на симетричний оптимум

```

#include "stm32f10x.h"
#include "stm32f10x_rcc.h"
#include "stm32f10x_gpio.h"
#include "stm32f10x_dac.h"
#include "stm32f10x_adc.h"
#include "stm32f10x_tim.h"

/*****
****/

float SCALE_COF1=0.005288;
int16_t SCALE_COF2=1891;
int16_t SCALE_COF3=3792;
float SCALE_COF4=189.1;

float ts=0.00001;
float kpw=34.2;
float kiw=427.6;

float dac2_res=0.0;
int16_t dac3_res=0;
int16_t dac4_res=1891;
uint16_t dac5_res=1891;

uint16_t adc1_res=1891;
uint16_t adc2_res=1891;

float z_res=0.0;
float z1_res=0.0;

```

```

int16_t ew_res=0;
float uref_res=0.0;
float u_res=0.0;

int16_t wref_res1=0;
float wref_res=0.0;

int16_t wfb_res1=0;
float wfb_res=0.0;

ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure;
int main(void)
{
  GPIO_InitTypeDef PORT;
  RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOA, ENABLE);
  PORT.GPIO_Pin = (GPIO_Pin_1 | GPIO_Pin_2);
  PORT.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
  GPIO_Init( GPIOA , &PORT);
  RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2ENR_ADC1EN, ENABLE);
  RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_DAC, ENABLE);
  RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_TIM6,ENABLE);

  /*AIII*****
  *****/

  RCC->CFGR &= ~RCC_CFGR_ADCPRE;
  RCC->CFGR |= RCC_CFGR_ADCPRE_DIV2;

  ADC1->SMPR2 |= (ADC_SMPR2_SMP1_2 | ADC_SMPR2_SMP1_0);
  ADC1->SMPR2 |= (ADC_SMPR2_SMP2_2 | ADC_SMPR2_SMP2_0);

  ADC1->CR2 |= ADC_CR2_JEXTSEL;
  ADC1->CR2 |= ADC_CR2_JEXTTRIG;

  ADC1->CR2 |= ADC_CR2_CONT;
  ADC1->CR1 |= ADC_CR1_JAUTO;
  ADC1->CR1 |= ADC_CR1_SCAN;

  ADC1->JSQR |= (uint32_t)1<<(20);
  ADC1->JSQR |= (uint32_t)1<<(10);

```

```
ADC1->JSQR |= (uint32_t)2 << (15);
```

```
ADC1->CR2 |= ADC_CR2_ADON;
```

```
ADC_ResetCalibration(ADC1);
```

```
while(ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1));
```

```
ADC_StartCalibration(ADC1);
```

```
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1));
```

```
ADC1->CR2 |= ADC_CR2_ADON;
```

```
ADC1->CR2 |= (uint32_t)0x00100000;
```

```
while(!(ADC1->SR & ADC_SR_JEOC));
```

```
ADC1->CR2 &= ~ ADC_CR2_ALIGN;
```

```
*****/
```

```
GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
```

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_4;
```

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
```

```
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
```

```
*****/
```

```
***/
```

```
DAC->CR &= ~ DAC_CR_BOFF1;
```

```
DAC->CR &= ~ (DAC_CR_TSEL1_2 |
```

```
DAC_CR_TSEL1_1 | DAC_CR_TSEL1_0);
```

```
DAC->CR &= ~ DAC_CR_DMAEN1;
```

```
DAC->CR &= ~ (DAC_CR_MAMP1_3 | DAC_CR_MAMP1_2 |
```

```
DAC_CR_MAMP1_1 | DAC_CR_MAMP1_0);
```

```
DAC->CR &= ~ (DAC_CR_WAVE1_1 | DAC_CR_WAVE1_0);
```

```
DAC->CR |= DAC_CR_EN1;
```

```
DAC->DHR12R1 = dac4_res;
```

```
*****/
```

```
TIM6->PSC = 23;
```

```
TIM6->ARR = 10;
```

```
TIM6->DIER |= TIM_DIER_UIE;
```

```
TIM6->CR1 |= TIM_CR1_CEN;
```

```
NVIC_EnableIRQ(TIM6_DAC_IRQn);
```

```

/*****
**/
while (1)
{

}
}

void TIM6_DAC_IRQHandler(void)
{

TIM6->SR &= ~TIM_SR_UIF;

adc1_res=ADC1->JDR1;
adc2_res=ADC1->JDR2;

wref_res1=(int16_t)adc1_res-SCALE_COF2;
wref_res=(float)wref_res1*SCALE_COF1;
wfb_res1=(int16_t)adc2_res-SCALE_COF2;
wfb_res=(float)wfb_res1*SCALE_COF1;

ew_res=(int16_t)wref_res-(int16_t)wfb_res;

z1_res=(float)ew_res*kiw;
z_res=z_res+ts*z1_res;
if (z_res>10.0) {z_res=10.0;}
if ( z_res<-10.0) {z_res=-10.0;}

u_res=z_res+(float)ew_res*kpw;
if (u_res>10.0) {u_res=10.0;}
if (u_res<-10.0) {u_res=-10.0;}
dac2_res=SCALE_COF4*u_res ;
dac3_res=(int16_t)dac2_res;
dac4_res=dac3_res+SCALE_COF2;
dac5_res=(uint16_t)dac4_res;
DAC->DHR12R1=dac5_res;
}

```

Д.2 Лістинг програми при налаштуванні регулятора швидкості на основі концепції зворотних задач динаміки

```

#include "stm32f10x.h"
#include "stm32f10x_rcc.h"
#include "stm32f10x_gpio.h"
#include "stm32f10x_dac.h"
#include "stm32f10x_adc.h"
#include "stm32f10x_tim.h"

/*****
*****/

float SCALE_COF1=0.005288;
int16_t SCALE_COF2=1891;
int16_t SCALE_COF3=3792;
float SCALE_COF4=189.1;
float SCALE_COF5=10.0;

float kw=20;
float L0=30;
float ku=5;
float ts=0.00001;
uint16_t dac4_res=1891;
uint16_t adc1_res=1891;
uint16_t adc2_res=1891;

int16_t eu_res=0;
float dac2_res=0.0;
int16_t dac3_res=0;

float z_res=0.0;
float z1_res=0.0;
int16_t ew_res=0;
float uref_res=0.0;
float u_res=0.0;

int16_t wref_res1=0;
float wref_res=0.0;

int16_t wfb_res1=0;
float wfb_res=0.0;

```

```

ADC_InitTypeDef ADC_InitStructure;
int main(void)
{
GPIO_InitTypeDef PORT;
RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_GPIOA, ENABLE);
PORT.GPIO_Pin = (GPIO_Pin_1 | GPIO_Pin_2);
PORT.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
GPIO_Init( GPIOA , &PORT);

RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2ENR_ADC1EN, ENABLE);
RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_DAC, ENABLE);
RCC_APB1PeriphClockCmd(RCC_APB1Periph_TIM6,ENABLE);

/*AIII*****
*****/
RCC->CFGR &= ~RCC_CFGR_ADCPRE;
RCC->CFGR |= RCC_CFGR_ADCPRE_DIV2;

ADC1->SMPR2 |= (ADC_SMPR2_SMP1_2 | ADC_SMPR2_SMP1_0);
ADC1->SMPR2 |= (ADC_SMPR2_SMP2_2 | ADC_SMPR2_SMP2_0);

ADC1->CR2 |= ADC_CR2_JEXTSEL;
ADC1->CR2 |= ADC_CR2_JEXTTRIG;

ADC1->CR2 |= ADC_CR2_CONT;
ADC1->CR1 |= ADC_CR1_JAUTO;
ADC1->CR1 |= ADC_CR1_SCAN;

ADC1->JSQR |= (uint32_t)1<<(20);
ADC1->JSQR |= (uint32_t)1<<(10);
ADC1->JSQR |= (uint32_t)2<<(15);

ADC1->CR2 |= ADC_CR2_ADON;
ADC_ResetCalibration(ADC1);
while(ADC_GetResetCalibrationStatus(ADC1));
ADC_StartCalibration(ADC1);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1));

ADC1->CR2 |= ADC_CR2_ADON;

```

```

ADC1->CR2 |= (uint32_t)0x00100000;
while(!(ADC1->SR & ADC_SR_JEOC));
ADC1->CR2 &= ~ ADC_CR2_ALIGN;

/* *****/

GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_4;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AIN;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

/* *****/
****/

DAC->CR&= ~ DAC_CR_BOFF1;
DAC->CR&= ~ (DAC_CR_TSEL1_2 |
DAC_CR_TSEL1_1|DAC_CR_TSEL1_0);
DAC->CR&= ~ DAC_CR_DMAEN1;
DAC->CR&= ~ (DAC_CR_MAMP1_3|DAC_CR_MAMP1_2 |
DAC_CR_MAMP1_1|DAC_CR_MAMP1_0);
DAC->CR&= ~ (DAC_CR_WAVE1_1|DAC_CR_WAVE1_0);
DAC->CR |= DAC_CR_EN1;
DAC->DHR12R1= dac4_res;

/* *****/

TIM6->PSC = 23;
TIM6->ARR = 10;
TIM6->DIER |= TIM_DIER_UIE;
TIM6->CR1 |= TIM_CR1_CEN;
NVIC_EnableIRQ(TIM6_DAC_IRQn);
/* *****/
/

while (1)
{

}
}
}

```

```

void TIM6_DAC_IRQHandler(void)
{
TIM6->SR &= ~TIM_SR_UIF;
adc1_res=ADC1->JDR1;
adc2_res=ADC1->JDR2;

wref_res1=(int16_t)adc1_res-SCALE_COF2;
wref_res=(float)wref_res1*SCALE_COF1;

wfb_res1=(int16_t)adc2_res-SCALE_COF2;
wfb_res=(float)wfb_res1*SCALE_COF1;

ew_res=(int16_t)wref_res-(int16_t)wfb_res;
if ((ew_res<=2)&&(ew_res>=-2)){eu_res=0;}
z1_res=(float)ew_res*L0-(float)eu_res*ku;
z_res=z_res+ts*z1_res;

uref_res=kw*(-wfb_res+z_res);
u_res=uref_res;
if (uref_res>SCALE_COF5) {u_res=SCALE_COF5;}
if (uref_res<-SCALE_COF5) {u_res=-SCALE_COF5;}
eu_res=(int16_t)uref_res-(int16_t)u_res;

dac2_res=SCALE_COF4*u_res ;
dac3_res=(int16_t)dac2_res+SCALE_COF2;
dac4_res=(uint16_t)dac3_res;
if (wref_res==0.0) { dac4_res=(uint16_t)SCALE_COF2;}
DAC->DHR12R1=dac4_res;

}

```

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПРОБЛЕМИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ.....	7
1.1 Системи підпорядкованої структури.....	10
1.2 Проблеми керування невизначеними об'єктами.....	16
1.3 Аналіз сучасних алгоритмів керування в системах підпорядкованого регулювання.....	20
1.4 Формулювання наукових задач дослідження	26
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА ЗАКОНІВ КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ ЕЛЕКТРОМАХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРотної ЗАДАЧІ ДИНАМІКИ.....	29
2.1 Стійкість систем регулювання, розроблених на основі концепції зворотної задачі динаміки.....	31
2.2 Аналіз типових форм характеристичних поліномів	34
2.3 Завдання бажаної якості контурів керування	43
Висновки до розділу 2.....	52
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ	53
3.1 Розробка законів векторно-керованих асинхронних електроприводів на основі концепції зворотної задачі динаміки	53
3.2 Система прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна при безпосередньому вимірюванні потоку	69
3.3 Система прямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна при визначенні потокозчеплення ротора по моделі потоку	84
3.4 Груба система непрямого векторного керування швидкістю асинхронного двигуна.....	90
Висновки до розділу 3.....	98
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	102

	267
4.1 Розробка законів керування електроприводів постійного струму на основі концепції зворотної задачі динаміки	103
4.2 Система підпорядкованого регулювання швидкості на основі концепції зворотної задачі динаміки	117
4.3 Система підпорядкованого регулювання швидкості з високою динамічною точністю.....	132
4.4 Система підпорядкованого регулювання швидкості з підвищеними енергетичними показниками	138
Висновки до розділу 4.....	145
РОЗДІЛ 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ НА ОСНОВІ КОНЦЕПЦІЇ ЗВОРОТНОЇ ЗАДАЧІ ДИНАМІКИ	
149	
5.1 Практична реалізація та результати експериментальних досліджень системи векторного керування асинхронним двигуном	149
5.1.1 Порівняльний аналіз систем керування кутовою швидкістю з ПІ та ПІІ –регуляторами.....	159
5.2 Практична реалізація та результати експериментальних досліджень системи підпорядкованого регулювання швидкості двигуна постійного струму з незалежним збудженням	173
5.3 Результати експериментальних досліджень системи підпорядкованого керування швидкості ДПС з НЗ з аналоговими регуляторами	181
Висновки до розділу 5.....	209
ВИСНОВКИ	211
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	213
ДОДАТОК А. Методика розробки законів керування електроприводами на основі концепції зворотних задачах динаміки.....	229
ДОДАТОК Б. Математичні моделі електроприводів.....	234
ДОДАТОК В. Параметри двигунів експериментальних установок.....	255
ДОДАТОК Д. Лістинг програм законів керування електроприводами	257

Наукове видання

Бурик Микола Петрович

**ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ
СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОЇ
СТРУКТУРИ З
ВЛАСТИВОСТЯМИ СЛАБКОЇ
ЧУТЛИВОСТІ ДО
ПАРАМЕТРИЧНИХ ТА
КООРДИНАТНИХ ЗБУРЕНЬ**

Монографія

*В авторській редакції
Комп'ютерна верстка автора*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2021