

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

ШЕРЕМЕТ ОЛЕКСІЙ ІВАНОВИЧ



УДК 681.5:62-83

**СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ НА БАЗІ
ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА**

Спеціальність 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Харків – 2018

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі електротехніки та електромеханіки Дніпровського державного технічного університету Міністерства освіти і науки України, м. Кам'янське.

Науковий консультант доктор технічних наук, професор
Садовий Олександр Валентинович,
Дніпровський державний технічний
університет, м. Кам'янське,
професор кафедри електротехніки та
електромеханіки.

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Мороз Володимир Іванович,
Національний університет
«Львівська політехніка», м. Львів,
професор кафедри електромехатроніки та
комп'ютеризованих електромеханічних систем;

доктор технічних наук, професор
Кузнецов Борис Іванович,
Державна установа «Інститут технічних
проблем магнетизму Національної академії
наук України», м. Харків,
завідувач відділу проблем управління
магнітним полем;

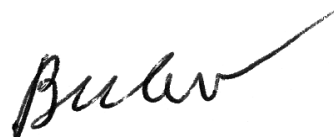
доктор технічних наук, доцент
Старостін Сергій Станіславович,
Кременчуцький національний університет імені
Михайла Остроградського, м. Кременчук,
завідувач кафедри автоматизації та
комп'ютерно-інтегрованих технологій.

Захист відбудеться «24» травня 2018 р. о 14³⁰ годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 64.050.04 у Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Кирпичова, 2.

З дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» за адресою: 61002, м. Харків, вул. Кирпичова, 2.

Автореферат розіслано «11» квітня 2018 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради



В.В. Івахно

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Синтез регуляторів є центральною задачею, що вирішується у теорії автоматичного керування. В широкому розумінні ця задача полягає у визначенні складу та структури системи автоматичного керування, а також параметрів всіх її складових частин, виходячи з деякого комплексу технічних вимог. Синтез автоматизованих електромеханічних систем в інженерній практиці виконується за допомогою методів, запозичених з теорії автоматичного керування. Більшість з цих методів можна віднести до класичних, а їх формування у історичному аспекті відбулося ще у середині XX століття. Математичний апарат, надаваний методами синтезу, повинен був відповідати тодішнім можливостям обчислювальної техніки, які були дуже мізерними у порівнянні із сьогоденням. Класичні методи синтезу в більшості випадків базуються на стандартних характеристичних поліномах, які обираються з деякого заздалегідь відомого переліку. Стандартні характеристичні поліноми дозволяють отримати певний перелік бажаних перехідних функцій, проте не мають можливості для врахування динамічних особливостей реальних автоматизованих електромеханічних систем та їх можливе змінення у процесі функціонування.

Крім того, слід враховувати людський фактор: користувач прагне отримати автоматизовану електромеханічну систему з потрібними динамічними характеристиками, виходячи з вимог технологічного процесу. Якщо динамічні властивості системи задаються за допомогою методів, що базуються на стандартних характеристичних поліномах, то користувач повинен виконувати налаштування виходячи з деяких технічних рекомендацій, номограм, інструкцій щодо певного типу обладнання. Звісно, що така робота потребує відповідних знань та кваліфікації.

Можливості сучасної обчислювальної техніки дозволяють розв'язувати надскладні задачі діагностування, прогнозування, класифікації, виконувати експертні оцінки технічних об'єктів керування. Всі ці задачі розв'язуються програмним шляхом та не потребують розробки спеціального апаратного забезпечення. Процес завдання бажаних динамічних властивостей технічного об'єкта також можна реалізувати програмно, тобто таким чином, щоб більшість обчислювальної роботи виконувалась за допомогою програмного коду, який, не використовуючи теорію стандартних характеристичних поліномів, враховує базові динамічні особливості реального об'єкта керування та надає йому бажаних динамічних властивостей. Робота користувача при такому підході зводиться до мінімуму – він лише задає потрібну перехідну функцію графічним шляхом або у вигляді набору точок.

Таким чином, для завдання бажаних динамічних характеристик автоматизованої електромеханічної системи користувачеві потрібно знати лише варіанти фізично можливих перехідних процесів, а всі необхідні розрахунки та обчислення вже здійснить система керування. Якщо бажана динаміка є недосяжною внаслідок похибки користувача або з причини фізичних обмежень, що накладаються на об'єкт, то система керування відобразить потрібне попередження. Налаштування на бажану перехідну функцію, яке забезпечується описаним вище чином, дозволяє врахувати особливості конкретного технічного об'єкта без використання стандартних характеристичних поліномів.

Доволі важливою вимогою до сучасних автоматизованих електромеханічних систем є мінімізація впливу людського фактору на безпеку промислового виробництва. Оператор при цьому розглядається як користувач програмного забезпечення з ерго-

номічним інтерфейсом, що має ознаки штучного інтелекту та підвищує безвідмовність роботи промислового обладнання.

Виходячи із зазначеного вище, системи керування електромеханічними об'єктами, що базуються на класичній теорії автоматичного керування, не задовольняють зростаючим вимогам виробництва, оскільки не відповідають сучасному рівню розвитку інформаційних технологій та не можуть забезпечити потрібний рівень комфорту користування.

Таким чином, актуальним є створення єдиної методології синтезу систем керування електроприводами, виходячи з умов забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Вибір напряму досліджень здійснено у відповідності до Закону України від 11.07.2001 р. № 2623-III «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки» та змін до цього закону від 09.09.2010 р. № 2519-VI (2519-17), а також постанови Президії Національної Академії Наук України від 22.10.2010 р. № 294 «Про пріоритетні напрями розвитку науки і техніки на період до 2020 року».

Проведені дослідження виконувалися автором в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт: «Розробка та дослідження методик аналізу та синтезу автоматизованих електромеханічних систем та електротехнічних комплексів» (ДР № 0114U003944), «Розробка інформаційних технологій для вирішення завдань інтелектуального аналізу даних у машинобудуванні на основі методів інженерії знань» (ДР № 0115U003126), «Розробка наукових основ метода структурно-алгоритмічного синтезу електротехнічних та електромеханічних систем, заданих інтервально» (ДР № 0116U005951).

Також дослідження виконувались за участі здобувача у міжнародному проекті TEMPUS-project 544091-TEMPUS-1-2013-1-BE-TEMPUS-JPCR (угода про грант TEMPUS 2013 - 544091 від EACEA) «Розробка курсів з вбудованих систем з використанням інноваційних віртуальних підходів для інтеграції науки, освіти та промисловості в Україні, Грузії, Вірменії» (DESIRE).

Мета і задачі дослідження. *Метою роботи* є створення єдиної методології синтезу систем керування електроприводами, виходячи з умови забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції або набору точок.

Для досягнення мети поставлені наступні **задачі**:

1. Критичний аналіз методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем та обґрунтування необхідності розробки системи методів, яка використовувала б у якості вимог до статичних та динамічних властивостей системи бажані перехідні функції.

2. Теоретичне обґрунтування та розробка математичного апарату, який дозволив би використовувати бажані перехідні функції як основу для синтезу систем автоматичного керування без застосування традиційних підходів: стандартних характеристичних поліномів чи логарифмічних амплітудно-частотних характеристик.

3. Розробка методів синтезу систем автоматичного керування, які використовують в якості вихідних даних бажані перехідні функції, квантовані з деяким періодом на кінцевому відрізку часу (методи дискретного часового еквалайзера).

4. Синтез електромеханічних систем з двигунами постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера (слідкуючої системи, взаємозв'язаної, зі зниженням впливу люфту, системи двозонного регулювання швидкості) та дослідження одержаних результатів шляхом математичного моделювання.

5. Синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера та дослідження одержаних результатів шляхом математичного моделювання.

6. Створення лабораторно-дослідного стенду для здійснення експериментальних досліджень.

7. Здійснення апаратно незалежної програмної реалізації основних елементів системи автоматичного керування, синтезованої на базі дискретного часового еквалайзера.

8. Проведення експериментальних досліджень системи автоматичного керування швидкістю двигуна постійного струму, синтезованої на базі дискретного часового еквалайзера.

9. Використання методу опорних векторів для виконання регресійного аналізу та ідентифікації можливості фізичної реалізації квантованих бажаних перехідних функцій у електромеханічних системах, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера.

10. Розгляд перспектив щодо апаратної реалізації дискретного часового еквалайзера у вигляді окремого пристрою.

Об'єкт дослідження – процеси перетворення енергії в електромеханічних системах автоматизації.

Предмет дослідження – розвиток теорії синтезу систем керування електроприводами, завдяки якому забезпечується досягнення будь-якої фізично можливої бажаної перехідної функції, квантованої з деяким періодом на кінцевому відрізку часу.

Методи дослідження. В основу досліджень покладено методи аналізу та синтезу дискретних систем автоматичного керування, а також методи математичного аналізу. При розробці системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера використано метод декомпозиції та лінеаризації математичних моделей. Методи розв'язання зворотних задач динаміки застосовано для визначення обернених моделей об'єктів керування у автоматизованих електромеханічних системах. Для виконання регресійного аналізу та діагностики у електромеханічних системах, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера, застосовано метод опорних векторів. Методи чисельного моделювання зі складу програмного середовища MATLAB використано для розрахунку перехідних процесів.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Проведений аналіз можливостей, які надаються розкладанням Гевісайда для синтезу регуляторів без використання стандартних поліномів, показав, що сфера застосування такого метода синтезу обмежується можливостями перетворення Гевісайда, тобто передатні функції повинні представлятись у вигляді відношення двох раціональних поліномів, які мають прості (некратні) корені, а при наявності зворотних зв'язків задача синтезу не виправдано ускладнюється.

2. В результаті проведених досліджень встановлено, що аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції потребує визначення

зворотного перетворення від передатної функції об'єкта керування, тобто знаходження розв'язку зворотної задачі динаміки.

3. Встановленою перевагою застосування модифікованого принципу симетрії структурних схем з інтегруючою ланкою в якості блоку модифікації зворотного перетворення для систем автоматичного керування, синтезованих на базі методів дискретного часового еквалайзера, є отримання досяжних динамічних характеристик замкнених систем при обмеженому значенні коефіцієнта підсилення.

4. Розроблені методи:

- синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера за умови повної компенсації динамічних властивостей об'єкта керування;
 - синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера з використанням модифікованого принципу симетрії структурних схем при наявності об'єкта керування з першим, другим або довільним порядком аперіодичної нейтральності;
 - синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера при наявності запізнення у об'єкті керування;
 - побудови структури системи комбінованого керування з компенсацією параметричних та координатних збурень на базі дискретних часових еквалайзерів
- складають основу методології синтезу систем автоматичного керування, виходячи з умови забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції або набору точок.

5. Розроблений математичний апарат дозволяє виконувати синтез систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера як за умови повної компенсації динамічних властивостей об'єкта керування (ідеалізований варіант), так і при використанні модифікованого принципу симетрії структурних схем, та створювати код для програмної реалізації синтезованих систем на сучасних мікроконтролерах.

6. На основі запропонованої методології синтезу автоматизованих електромеханічних систем розроблено універсальний підхід щодо визначення структури і параметрів систем керування електроприводами постійного струму на базі дискретних часових еквалайзерів:

- двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи;
- взаємозв'язаної автоматизованої електромеханічної системи;
- слідкуючої електромеханічної системи зі зниженням впливу люфту;
- системи двозонного регулювання швидкості.

7. Вперше встановлено, що реалізація системи двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера з урахуванням змінної оберненої моделі кола якоря дозволяє покращити динамічні властивості системи у другій зоні регулювання.

8. Вперше здійснено синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера у відносних одиницях та шляхом математичного моделювання підтверджено, що теорія дискретного часового еквалайзера дозволяє виконувати синтез швидкодіючих систем векторного керування електроприводами змінного струму.

9. Запропонований закон керування слідкуючим електроприводом, синтезованим на базі дискретного часового еквалайзера, забезпечує зниження похибки відтво-

рення заданої траєкторії руху при наявності люфту кінематичного ланцюга шляхом послаблення демпфуючих властивостей від'ємного зворотного зв'язку за похідною похибки відтворення заданого кута повороту під час вибору зазорів.

10. Запропонована структура системи комбінованого керування з двома дискретними часовими еквайзерами (основним та компенсуючим) дозволяє забезпечити підвищення динамічної точності і зниження чутливості систем автоматичного керування до параметричних та координатних збурень.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розроблено методику для виконання зворотного перетворення структурних схем систем автоматичного керування безпосередньо за структурою об'єкта керування у першій канонічній формі керованості.

2. Отримані у відносних одиницях структурні схеми, розрахункові формули, передатні функції та математичні моделі можуть застосовуватись для синтезу методом дискретного часового еквайзера широкого спектру одноконтурних електромеханічних систем за схемою керований перетворювач-двигун постійного струму.

3. Розроблено методику синтезу двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи, що відрізняється застосуванням дискретних часових еквайзерів для керування кожною з керованих координат.

4. Розроблено методику синтезу взаємозв'язаної електромеханічної системи, що відрізняється представленням об'єкта керування у вигляді багатокоординатної цільової функції, кожна з координат якої визначається локальним електроприводом зі своїм власним дискретним часовим еквайзером.

5. Отримані у відносних одиницях структурні схеми, розрахункові формули, передатні функції та математичні моделі забезпечують реалізацію двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквайзера, і можуть застосовуватись до широкого спектру систем двозонного регулювання швидкості за схемою керований перетворювач-двигун постійного струму.

6. Розроблено методику синтезу системи двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквайзера, яка відрізняється тим, що кожен з каналів керування має свої власні динамічні характеристики завдяки використанню окремого дискретного часового еквайзера.

7. Одержані у результаті виконаних перетворень та занесені до узагальнюючої таблиці вирази для коефіцієнтів рівнянь асинхронного двигуна у відносних одиницях дозволяють розраховувати параметри структурних схем та математичних моделей для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

8. Отримані узагальнені передатні функції для об'єктів керування у контурах реактивної та активної потужностей, а також передатні функції їхніх обернених моделей дозволяють виконувати синтез систем векторного керування електроприводами змінного струму на базі дискретного часового еквайзера у відносних одиницях для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

9. Розроблено методику синтезу систем векторного керування електроприводами змінного струму, які відрізняються наявністю власних дискретних часових еквайзерів, елементів квантування, екстраполяторів нульового порядку, обернених моделей об'єкта керування та блоків модифікації зворотного перетворення.

10. Запропоновані розрахункові формули спрощують програмну реалізацію основних елементів системи автоматичного керування, синтезованої на базі дискретного часового еквайзера. Використання цих формул дозволило отримати коефіцієнти

різницевих рівнянь для дискретних часових еквайзерів десятого, шістнадцятого та тридцятого порядків, налаштованих на три різні бажані квантовані перехідні функції.

11. Сформульовані основні підходи щодо ресемплювання бажаних перехідних функцій та запропоновані розрахункові формули забезпечують визначення коефіцієнтів різницевого рівняння дискретного часового еквайзера, синтезованого за такими перехідними функціями.

12. Розроблені макроси дискретних часових еквайзерів та макрос блока модифікації зворотного перетворення, реалізований з урахуванням стратегії скидання інтегратора tracking anti-windup, носять універсальний характер та можуть використовуватись для створення систем керування різноманітними технічними об'єктами на базі дискретного часового еквайзера.

13. Створений програмний код для системи керування лабораторно-дослідним стендом є апаратно незалежним від типу мікропроцесора і з легкістю може бути перенесений на іншу апаратну базу, оскільки його написано на мові програмування високого рівня C/C++ з використанням об'єктно-орієнтованих підходів.

14. Розроблено методику завдання базисних величин та бажаної перехідної функції у відносних координатах, яка дозволяє користувачеві вводити дані у відповідності до заздалегідь визначеного шаблону, що є зручним для виконання подальшої перевірки на можливість фізичної реалізації за допомогою SVM.

15. Розроблено алгоритм ідентифікації допустимості квантованих бажаних перехідних функцій, який базується на трьох емпірично отриманих SVM-моделях перехідних процесів (монотонний, аперіодичний, коливальний) та діагностує введену користувачем вибірку як перехідний процес, що може бути реалізований фізично, коли на виході хоча б однієї з цих моделей встановлюється позитивний сигнал.

Практична цінність роботи підтверджена актами про впровадження результатів дисертаційної роботи на НВО «Дніпрофмаш» (м. Кам'янське) та у навчальний процес в Донбаській державній машинобудівній академії (м. Краматорськ).

Особистий внесок здобувача полягає у розв'язанні науково-прикладної проблеми розвитку наукових і методологічних основ синтезу систем керування електроприводами, виходячи з умови забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції або набору точок.

Всі наукові положення та результати, які виносяться на захист, належать авторові. Серед них: пошук можливостей щодо синтезу систем автоматичного керування без використання стандартних характеристичних поліномів; розробка необхідного математичного апарату та створення методу синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквайзера; синтез двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквайзера; синтез взаємозв'язаної автоматизованої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквайзера; синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквайзера у відносних одиницях; створення лабораторно-дослідного стенду для здійснення експериментальних досліджень; написання необхідного програмного коду; проведення експериментальних досліджень; обробка та узагальнення отриманих результатів досліджень.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертаційної роботи доповідались та обговорювались на Міжнародних науково-технічних конференціях: «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика»

(Крим, смт. Миколаївка, 2007 р.; м. Харків, 2013, 2017 pp.), «Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації» (м. Кременчук, 2009 р.), «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації» (м. Кременчук, 2016 р.); Міжнародній науковій конференції «Modern electrical and energy systems» (м. Кременчук, 2017 р.); Міжнародних науково-практичних конференціях: «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій» (м. Запоріжжя, 2016 р.), «Проблеми інфокомунікацій. Наука і технології» (м. Харків, 2016, 2017 pp.); Міжнародних симпозиумах: «Development of Embedded System Courses with implementation of Innovative Virtual approaches for integration of Research, Education and Production in UA, GE, AM» (Бельгія, Сінт-Кателейне-Вавер, 2015 р.), «Embedded systems and trends in teaching engineering» (Словаччина, Нітра, 2016 р.).

Публікації. Основний зміст дисертаційної роботи викладено в 33 наукових працях, з них 1 монографія, 24 статті у наукових фахових виданнях України (5 – у виданнях, включених до міжнародних наукометричних баз), 1 – у закордонному періодичному фаховому виданні, 4 – у тезах доповідей міжнародних конференцій (2 – у виданнях, включених до міжнародних наукометричних баз), 1 стаття у матеріалах закордонного міжнародного симпозиуму.

Структура й обсяг дисертації. Дисертація виконана у 2-х томах: том 1 складається з анотації двома мовами, вступу, шести розділів, висновків, списку використаних джерел із 405 найменувань; том 2 містить 18 додатків. Загальний обсяг тому 1 становить 476 сторінок, у тому числі 428 сторінок основної частини, включаючи: 85 рисунків по тексту, 216 рисунків на 109 окремих сторінках, 11 таблиць по тексту, 11 таблиць на 11 окремих сторінках. Загальний обсяг тому 2 (додатків) становить 130 сторінок. Додатки містять 92 рисунка, 18 таблиць, 10 лістингів програм, 2 показові вибірки з даними, список публікацій здобувача.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність роботи, сформульовано мету та задачі наукових досліджень, наведено дані про зв'язок роботи з науковими програмами, викладено наукову новизну та практичне значення одержаних результатів, наведено відомості про їх апробацію, публікацію та впровадження.

У першому розділі виконано огляд існуючих методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Приділено увагу як класичним методам синтезу, що мають багаторічну історію застосування у інженерній практиці, так і сучасним методам синтезу, які розроблені вітчизняними та зарубіжними вченими впродовж останніх кількох десятиріч. Виконано критичний аналіз традиційних та сучасних методів синтезу автоматизованих електромеханічних систем, а також наведено їх умовну класифікацію за призначенням.

Зроблено висновок, що в більшості випадків для розв'язання загальних задач керування електроприводами використовують універсальні методи синтезу, які ґрунтуються на стандартних формах характеристичних поліномів. При такому підході не можна врахувати динамічні особливості реальних систем автоматичного керування, тому що їх поведінка задається заздалегідь певним «стандартним» розподілом полюсів.

Запропоновано задавати не фіксовані положення коренів, а бажані перехідні функції, які не обираються з деякого переліку стандартних форм, а задаються виключно виходячи з технологічних вимог до електромеханічної системи і можливостей технічної реалізації на обраному виді обладнання. Для покращення можливостей технічної реалізації за допомогою програмних засобів таку бажану перехідну функцію доцільно представляти у чисельній (дискретній) формі.

У результаті проведеного огляду означено необхідність розробки методу синтезу автоматизованих електромеханічних систем, що використовував би у якості вимог до статичних та динамічних властивостей системи бажані дискретні перехідні функції.

У другому розділі виконується розробка нового методу синтезу автоматизованих електромеханічних систем. Завданням цього методу є одержання бажаних перехідних функцій без використання стандартних поліномів. Єдиними вихідними даними, які необхідні для виконання такого синтезу, є квантована (розділена в часовому діапазоні на частини) бажана перехідна функція електромеханічної системи.

Відмова від використання стандартних поліномів під час синтезу автоматизованих електромеханічних систем потребує встановлення інших засадничих принципів, що дозволяли б враховувати динамічні особливості реальних електроприводів у відповідності до наявних технологічних норм експлуатації. Одним з таких засадничих принципів може виступати розкладання Гевісайда.

Встановлено, що розкладання Гевісайда дозволяє отримати залежність між аналітичним виразом перехідної функції та всіма нулями і полюсами, які належать як до незмінної частини розімкнутої системи автоматичного керування, так і до регулятора. Проте, проведений аналіз можливостей, які надаються розкладанням Гевісайда для синтезу регуляторів без використання стандартних поліномів, показав, що сфера застосування такого методу синтезу обмежується можливостями перетворення Гевісайда, тобто передатні функції повинні представлятись у вигляді відношення двох раціональних поліномів, які мають прості (некратні) корені. Крім того, задача синтезу не виправдано ускладнюється за наявності зворотних зв'язків.

Дискретні регулятори надають значно більших можливостей відносно синтезу систем автоматичного керування, тому вирішено виконувати розгляд бажаних перехідних функцій у квантованому вигляді, який передбачає розв'язання задачі синтезу у цифровій формі. При цьому під квантованою бажаною перехідною функцією розуміється деяка дискретизована сукупність функцій Гевісайда, що мають постійно зростаючий часовий зсув.

Сформульовано основні засадничі принципи, що дозволяють виконувати синтез автоматизованих електромеханічних систем без використання теорії стандартних характеристичних поліномів:

1. Об'єкт керування слід привести до однієї передатної функції або, якщо це можливо, структурно представити у вигляді однієї зі стандартних форм (якнайкраще для цього підходить перша канонічна форма керованості).

2. Потрібно виконати зворотне перетворення від об'єкта керування. Результатом перетворення може бути передатна функція або структурна схема оберненої (дзеркальної) моделі. При наявності у складі об'єкта інтеграторів, не потрібно виконувати їх компенсацію.

3. Для практичної реалізації принципу симетрії структурних схем до прямої гілки замкненої системи слід ввести блок модифікації зворотного перетворення, який є інтегруючою ланкою. При цьому замкнена система, що складається із об'єкта керу-

вання, дзеркальної моделі та блока модифікації буде мати певну реальну та передбачувану динаміку.

4. Виходячи із переваг дискретних регуляторів, бажану динаміку автоматизованої електромеханічної системи потрібно задати у вигляді квантованої перехідної функції.

5. Необхідно синтезувати дискретний регулятор, що забезпечить технічну реалізацію квантованої бажаної перехідної функції.

Складність перехідної функції та можливість її представлення за допомогою елементарних функцій при такому підході значення не має.

Оскільки під терміном «еквалайзер» прийнято розуміти саме частотний еквалайзер (пристрій або комп'ютерна програма, що дозволяє коригувати амплітуду сигналу в залежності від частоти), то регулятор, який забезпечує можливість налаштування на квантовані бажані перехідні функції, названо дискретним часовим еквалайзером. Термін «дискретний часовий еквалайзер» якнайкраще характеризує особливості синтезованих таким чином регуляторів: по-перше він підкреслює тип сигналу, а по-друге – говорить про еквалайзерне налаштування системи у часовому діапазоні.

Встановлено, що представлення бажаної перехідної функції у квантованій формі кінцевої тривалості дозволяє якнайкраще реалізувати еквалайзерний підхід щодо налаштування системи у часовому діапазоні. Це обумовлюється наступними причинами:

– часовий діапазон змінення рівнів бажаної перехідної функції T_0 (період квантування) є заздалегідь відомим, тому не потрібно вводити довірчі зони чи вираховувати приблизний час завершення перехідної функції з деякою точністю;

– моменти квантування ділять кінцевий часовий діапазон на рівні відрізки, на кожному з яких можна встановити необхідне значення перехідної функції;

– зв'язок між коефіцієнтами поліномів передатної функції системи, налаштованої на перехідний процес кінцевої тривалості, та значеннями рівнів відповідної квантованої перехідної функції $h(iT_0)$ встановлюється просто та однозначно за допомогою наступних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} c_i &= \sum_{j=k-i}^k a_j \text{ при } i \leq k, \\ c_i &= \sum_{i=0}^k a_i \text{ при } i > k. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де $c_0, c_1, c_2, \dots, c_i$ – постійні коефіцієнти, що представляють собою рівні $h(iT_0)$ (рис. 1); i – номер такту;

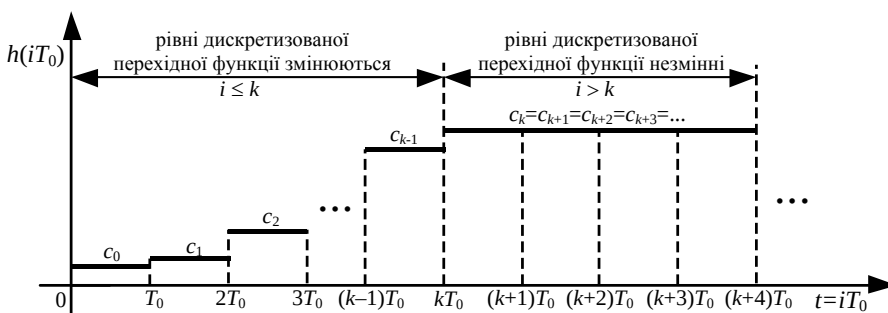


Рисунок 1 – Перехідна функція кінцевої тривалості, побудована за значеннями c_i

– всі перетворення, пов'язані з переходом від передатної функції системи до бажаної перехідної функції кінцевої тривалості та навпаки, легко підлягають викладенню у вигляді програмного коду та можуть бути використані для виконання синтезу дискретного часо-

вого еквалайзера.

Таким чином, регулятор, що дозволяє реалізувати запропонований підхід має досить специфічний характер функціонування: по-перше він має обробляти дискретний сигнал, по-друге – виконувати керуючий вплив окремо на кожному з відрізків перехідної функції, розділеної в часі. Відповідно, метод синтезу, який дозволяє виконувати поставлену задачу, запропоновано назвати методом дискретного часового еквалайзера. Продемонстровано, що аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції потребує визначення зворотного перетворення від передатної функції об'єкта керування, тобто знаходження розв'язку зворотної задачі динаміки з позиції теорії керування, який веде до формулювання принципу симетрії структурних схем. Розроблено методику для виконання зворотних перетворень структурних схем систем автоматичного керування, зведених до канонічної форми керованості. Показано, що системи, які містять у своєму складі дискретний часовий еквалайзер, є цифро-аналоговими, оскільки об'єкт керування у більшості випадків є аналоговим.

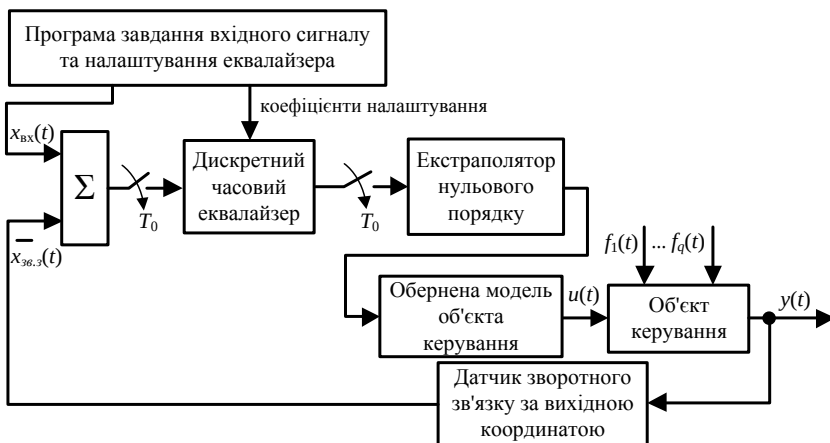


Рисунок 2 – Функціональна схема замкненої системи автоматичного керування з дискретним часовим еквалайзером

має сигнал керування $u(t)$, та на який діє декілька збурень $f_1(t), f_2(t), \dots, f_q(t)$; датчик зворотного зв'язку за вихідною координатою з коефіцієнтом передачі $k_{зв.з}$, який виконує вимірювання координати $y(t)$ та перетворює її на сигнал зворотного зв'язку $x_{зв.з}(t)$, що подається на вхід суматора, де віднімається від сигналу $x_{вх}(t)$.

Структурна схема замкненої системи автоматичного керування за умови повної компенсації динаміки об'єкта керування оберненою моделлю наведена на рис. 3 ($W_{екв}(z)$ – передатна функція дискретного часового еквалайзера).

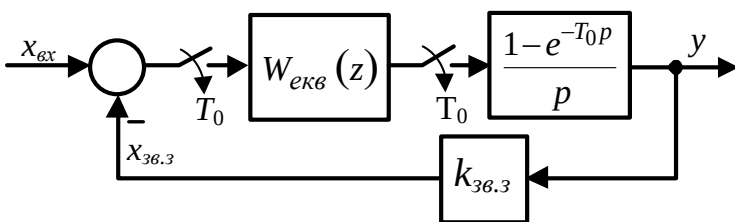


Рисунок 3 – Структурна схема замкненої системи автоматичного керування за умови повної компенсації динаміки об'єкта керування

Виходячи з бажаної передатної функції зведеної до дискретного вигляду цифро-аналогової системи (2), налаштованої на квантовану бажану перехідну функцію, показану на рис. 1 (при $c_0 = a_k = 0$), визначено передатну функцію (3) відповідного дискретного часового еквалайзера.

$$W_{\bar{o}}(z) = \frac{a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1z + a_0}{z^k}, \quad (2)$$

де k – порядок характеристичного рівняння (повинен співпадати або бути більшим за порядок характеристичного рівняння об'єкта керування); $a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_1, a_0$ – коефіцієнти, що характеризують збільшення рівнів перехідної функції на кожному такті квантування.

$$W_{екв}(z) = \frac{a_{k-1}z^{k-1} + a_{k-2}z^{k-2} + \dots + a_1z + a_0}{z^k - k_{36.3}a_{k-1}z^{k-1} - k_{36.3}a_{k-2}z^{k-2} - \dots - k_{36.3}a_1z - k_{36.3}a_0}. \quad (3)$$

Оскільки практично неможливо повністю компенсувати динамічні властивості об'єкта керування, то в замкнених системах автоматичного керування запропоновано використання модифікованого принципу симетрії, який має практичне значення і передбачає застосування блока модифікації зворотного перетворення. В якості блока для модифікації зворотного перетворення запропоновано використовувати інтегруючу ланку, яка здатна забезпечити формування досяжних динамічних характеристик замкненої системи при обмеженому значенні коефіцієнта підсилення, а також підвищити порядок астатизму. Показано, що модифікований принцип симетрії найкраще підходить для зведення динаміки об'єкта керування до деякого зручного з позицій синтезу вигляду, готуючи ґрунт для визначення передатної функції регулятора.

Функціональна схема замкненої системи автоматичного керування, побудованої на базі дискретного часового еквалайзера з використанням модифікованого принципу симетрії структурних схем, відрізняється від схеми, наведеної на рис. 2, лише наявністю блока модифікації зворотного перетворення (рис. 4).

Визначено передатну функцію дискретного часового еквалайзера, що може бути фізично реалізованою у системі, показаній на рис. 4:

$$W_{екв}(z) = \frac{a_{k-1}z^k + \sum_{i=1}^{k-1} (a_{i-1} - a_i)z^i - a_0}{T_0z^k - T_0k_{36.3} \sum_{i=0}^{k-1} a_i z^i}. \quad (4)$$

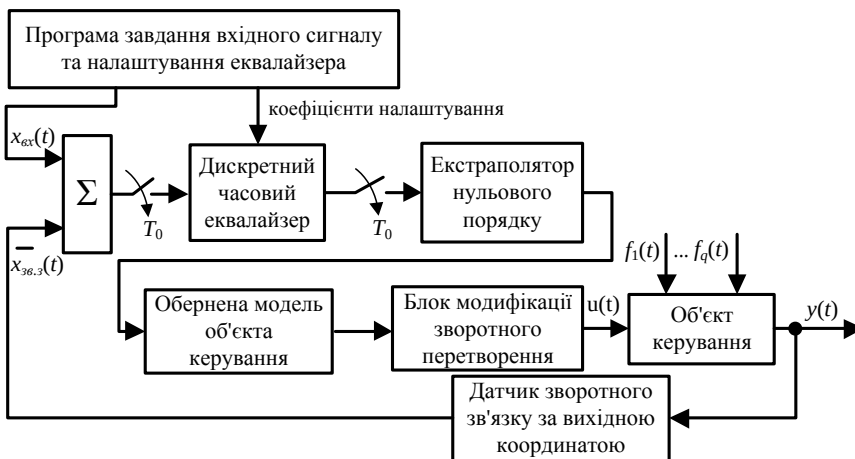


Рисунок 4 – Функціональна схема замкненої системи автоматичного керування з дискретним часовим еквалайзером та блоком модифікації зворотного перетворення

Передатна функція (4) надає можливість для визначення параметрів дискретного часового еквалайзера, який може забезпечити бажані динамічні властивості системи автоматичного керування, задані у вигляді квантованої перехідної функції. При цьому вважається, що об'єкт керування має нульовий порядок аперіодичної нейтральності. Використовуючи запропонований

математичний апарат, виконано синтез дискретних часових еквайзерів для замкнених систем автоматичного керування при наявності об'єкта керування з першим (5) або з довільним порядком аперіодичної нейтральності (6). При цьому у формулі (6) для виконання умови фізичної реалізації регулятора потрібно, щоб n перших коефіцієнтів чисельника дорівнювали нулю, тобто $a_k = a_{k-1} = a_{k-2} = \dots = a_{k-n+1} = 0$. Запізнення квантованої бажаної перехідної функції при цьому складає n тактів.

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{1}{T_0^2} \cdot \frac{a_{k-2}z^k + (a_{k-3} - 2a_{k-2})z^{k-1} + (a_{k-4} - 2a_{k-3} + a_{k-2})z^{k-2} + \dots + \rightarrow}{z^k - k_{\text{зб.з}} a_{k-2} z^{k-2} - \dots - \rightarrow} \rightarrow + \dots + (a_0 - 2a_1 + a_2)z^2 + (a_1 - 2a_0)z + a_0. \quad (5)$$

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{1}{T_0^n} \cdot \frac{(z-1)^n (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)}{z^k - k_{\text{зб.з}} (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)}. \quad (6)$$

Для узагальнення одержаних результатів передатну функцію дискретного часового еквайзера представлено у вигляді відношення поліномів

$$W_{\text{екв}}(z) = k \frac{N(z)}{M(z)}, \quad (7)$$

де k – коефіцієнт передачі, що залежить від величини періоду квантування T_0 та коефіцієнта n , що характеризує порядок полінома $k = 1/T_0^n$; $N(z)$ – поліном чисельника передатної функції дискретного часового еквайзера; $M(z)$ – поліном знаменника передатної функції дискретного часового еквайзера.

У таблиці 1 згруповано вирази для поліномів $N(z)$, $M(z)$ з формули (7) та коефіцієнта передачі k для об'єктів керування з різними порядками аперіодичної нейтральності.

Визначено передатну функцію дискретного часового еквайзера для об'єкта керування, що має запізнення

$$\tau = m_0 T_0,$$

де m_0 – кількість періодів квантування, на яку об'єкт має запізнення (якщо запізнення не вкладається у цілу кількість періодів квантування, то, для спрощення розрахунків, m_0 слід збільшити до найближчого більшого цілого числа).

Формула (8) дозволяє синтезувати дискретний часовий еквайзер при використанні модифікованого принципу симетрії структурних схем при наявності запізнення у об'єкті керування з будь-яким порядком аперіодичної нейтральності об'єкта керування v_a .

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{1}{T_0^n} \cdot \frac{z^{m_0} (z-1)^n (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)}{z^k - k_{\text{зб.з}} (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)}. \quad (8)$$

У відповідності до формули (8) порядок чисельника складе значення $m = n + k + m_0$, а знаменника – k . Виконання умови фізичної реалізації регулятора можливе, коли $m \leq k$. У випадку, що розглядається, досягнення $m = k$ можливе, якщо порядок чисельника зменшити на $(n + m_0)$. Це досягається, коли перші $(n + m_0)$

коефіцієнтів чисельника дорівнюють нулю, тобто $a_k = 0$, $a_{k-1} = 0$, $a_{k-2} = 0$, ..., $a_{k-n-m_0+1} = 0$. Запізнення бажаної перехідної функції при цьому складатиме $(n + m_0)$ тактів.

Таблиця 1 – Значення поліномів $N(z)$, $M(z)$ та коефіцієнта передачі k дискретного часового еквайзера

Об'єкт керування	Коефіцієнт передачі k	$N(z)$ – поліном чисельника	$M(z)$ – поліном знаменника
1	2	3	4
Статичний $v_a = 0$, $n = 1$	$\frac{1}{T_0}$	$a_{k-1}z^k + \sum_{i=1}^{k-1} (a_{i-1} - a_i)z^i - a_0$	$z^k - k_{36.3} \sum_{i=0}^{k-1} a_i z^i$
Астатичний $v_a = 1$, $n = 2$	$\frac{1}{T_0^2}$	$a_{k-2}z^k + (a_{k-3} - 2a_{k-2})z^{k-1} +$ $+ \sum_{i=2}^{k-2} (a_{i-2} - 2a_{i-1} + a_i)z^i +$ $+ (a_1 - 2a_0)z + a_0$	$z^k - k_{36.3} \sum_{i=0}^{k-2} a_i z^i$
Астатичний $v_a = 2$, $n = 3$	$\frac{1}{T_0^3}$	$a_{k-3}z^k + (a_{k-4} - 3a_{k-3})z^{k-1} +$ $+ (a_{k-5} - 3a_{k-4} + 3a_{k-3})z^{k-2} +$ $+ \sum_{i=3}^{k-3} (a_{i-3} - 3a_{i-2} + 3a_{i-1} - a_i)z^i +$ $+ (3a_1 - 3a_0 - a_2)z^2 +$ $+ (3a_0 - a_1)z - a_0$	$z^k - k_{36.3} \sum_{i=0}^{k-3} a_i z^i$
Астатичний $v_a = 3$, $n = 4$	$\frac{1}{T_0^4}$	$a_{k-4}z^k + (a_{k-5} - 4a_{k-4})z^{k-1} +$ $+ (a_{k-6} - 4a_{k-5} + 6a_{k-4})z^{k-2} +$ $+ (a_{k-7} - 4a_{k-6} + 6a_{k-5} - 4a_{k-4})z^{k-3} +$ $+ \sum_{i=4}^{k-4} (a_{i-4} - 4a_{i-3} + 6a_{i-2} - 4a_{i-1} + a_i)z^i +$ $+ (-4a_0 + 6a_1 - 4a_2 + a_3)z^3 +$ $+ (6a_0 - 4a_1 + a_2)z^2 +$ $+ (a_1 - 4a_0)z + a_0$	$z^k - k_{36.3} \sum_{i=0}^{k-4} a_i z^i$

Для отримання можливості здійснення впливу на пропорційну складову системи автоматичного керування з метою підвищення динамічної точності і зниження чутливості до параметричних та координатних збурень, запропоновано використання комбінованого керування на базі двох дискретних часових еквайзерів. Один з дискретних часових еквайзерів при такому підході працює у замкненому контурі і реалізує принцип керування за відхиленням, а інший – висту-

пає в ролі еталонної моделі, яка формує додатковий сигнал керування у розімкнутому контурі (рис. 5).

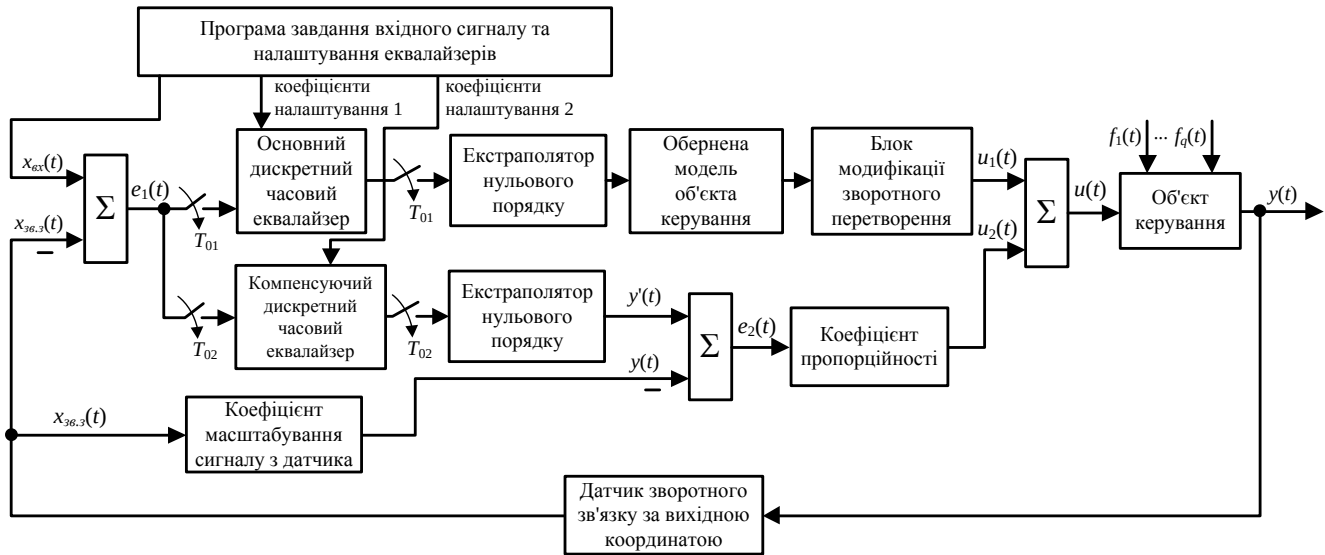


Рисунок 5 – Функціональна схема комбінованої системи автоматичного керування на базі двох дискретних часових еквалайзерів

Позначення сигналів на рис. 5: $x_{\text{вх}}(t)$ – вхідний сигнал завдання; $x_{\text{зв.з}}(t)$ – сигнал зворотного зв'язку; $e_1(t)$ – розузгодження між вхідним сигналом завдання та сигналом зворотного зв'язку; $y(t)$ – вихідна координата системи автоматичного керування; $f_1(t), f_2(t), \dots, f_q(t)$ – декілька збурень, що діють на об'єкт керування; $y'(t)$ – вихідна координата еталонної моделі; $e_2(t)$ – розузгодження між вихідною координатою еталонної моделі та вихідною координатою системи автоматичного керування; $u_1(t)$ – сигнал керування, що формується у основному каналі; $u_2(t)$ – сигнал керування, що формується за допомогою еталонної моделі; $u(t)$ – сигнал керування, що поступає на вхід об'єкта. Період квантування основного дискретного часового еквалайзера T_{01} може відрізнятись від періоду квантування допоміжного дискретного часового еквалайзера T_{02} . З практичних міркувань доцільно обирати $T_{02} < T_{01}$. Оскільки сигнал з виходу основного дискретного часового еквалайзера поступає на блок модифікації зворотного перетворення, який є інтегруючою ланкою, то його ступінчастий характер замінюється кусково-монотонним (прямолінійними відрізками).

Третій розділ присвячено розгляду раціональних варіантів застосування дискретних часових еквалайзерів у системах керування електроприводами постійного струму як на локальному рівні – при керуванні однією технологічною координатою, так і на більш високих рівнях, коли технологічний процес забезпечується багатодвигунними електроприводами постійного струму, робота яких пов'язана через оброблюваний матеріал або деяку цільову функцію.

На прикладі електроприводу радіолокаційної станції виконується синтез двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи з дискретними часовими еквалайзерами. Шляхом математичного моделювання досліджується точність відп-

рацювання сигналів завдання за азимутальним та кутомісним пересуваннями, що залежить від швидкодії встановлених дискретних часових еквайзерів. Демонструється, що динамічні налаштування для кожного із взаємозв'язаних електроприводів, синтезованих на базі методу дискретного часового еквайзера, можуть обиратись як однаковими, так і суттєво різними.

Слідкуючі системи зазвичай включають до свого складу знижуючий редуктор, який може мати просторову нелінійність типу «люфт», що здійснює негативний вплив на точність відпрацювання заданих траєкторій руху. Тому розглядається синтез слідкуючого електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквайзера зі зниженням впливу люфта шляхом послаблення демпфуючих властивостей від'ємного зворотного зв'язку за похідною похибки відтворення заданого кута повороту під час вибору зазорів.

Також у даному розділі розробляється система двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквайзера, що дозволяє виконувати регулювання як зміненням напруги на якорі, так і зміненням магнітного поля двигуна.

Виходячи з функціональної схеми замкненої електромеханічної системи з дискретним часовим еквайзером (рис. 4), об'єктом керування буде виступати керований перетворювач з під'єднаним до нього двигуном постійного струму (КП-Д). На вхід об'єкта керування подається напруга завдання, а як вихідна координата розглядається швидкість ω .

На рис. 6 представлена структурна схема електроприводу постійного струму з керуванням, виконаним на базі дискретного часового еквайзера. Введено наступні позначення: I – струм якорного кола, I_c – статичний струм навантаження, x_{gx} – вхідний сигнал завдання; $x_{зв.з}$ – сигнал зворотного зв'язку.

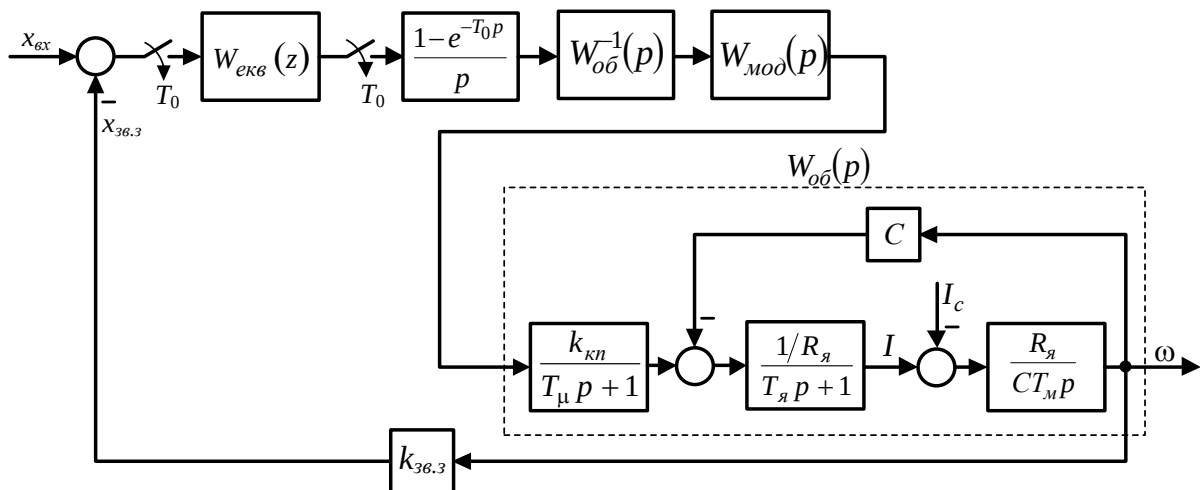


Рисунок 6 – Структурна схема електроприводу постійного струму з керуванням, виконаним на базі дискретного часового еквайзера

Керований перетворювач на рис. 6 представлено у вигляді аперіодичної ланки з передатною функцією

$$W_{kn}(p) = \frac{k_{kn}}{T_{\mu} p + 1},$$

де k_{kn} – коефіцієнт підсилення керованого перетворювача; T_μ – стала часу керованого перетворювача (найменша некомпенсована стала часу).

Передатна функція електромагнітної частини двигуна

$$W_e(p) = \frac{1/R_\gamma}{T_\gamma p + 1},$$

де R_γ – опір якорного кола; T_γ – електромагнітна стала часу двигуна.

Передатна функція електромеханічної частини двигуна

$$W_m(p) = \frac{R_\gamma}{CT_m p},$$

де C – сталий коефіцієнт електричного двигуна, що розраховується при номінальному магнітному потоці; T_m – електромеханічна стала часу електроприводу.

Складання структурної схеми електроприводу постійного струму з керуванням, виконаним на базі дискретного часового еквалайзера за умови часткової компенсації динамічних властивостей об'єкта керування виконується на базі функціональної схеми, представленій на рис. 4. На рис. 6 керований перетворювач та двигун постійного струму (з урахуванням зворотного зв'язку за ЕРС) зводяться до однієї передатної функції – $W_{об}(p)$. Дискретний часовий еквалайзер представлено передатною функцією $W_{екв}(z)$, узгодження його роботи з аналоговою частиною системи відбувається за допомогою екстраполятора нульового порядку. Від'ємний зворотний зв'язок виконується з коефіцієнтом $k_{зв.з}$.

Коефіцієнти для об'єкта керування у відповідності до канонічної форми керованості Фробеніуса:

$$\beta_0 = k_{kn}/(CT_\gamma T_m T_\mu), \alpha_0 = \frac{1}{T_\gamma T_m T_\mu}, \alpha_1 = \frac{(T_m + T_\mu)}{T_\gamma T_m T_\mu}, \alpha_2 = \frac{(T_\gamma T_m + T_m T_\mu)}{T_\gamma T_m T_\mu}.$$

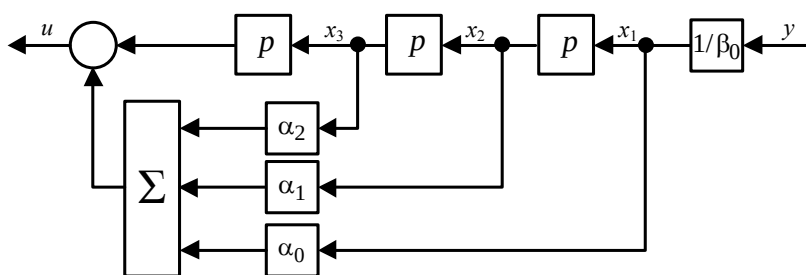


Рисунок 7 – Структурна схема оберненої моделі об'єкта керування

Структурна схема оберненої моделі об'єкта керування представлена на рис. 7.

Використання відносних одиниць дозволяє аналізувати закономірності безвідносно до розмірних значень параметрів, тому отримані результати синтезу можуть застосовуватись до широкого спектру одноко-

нтурних електромеханічних систем, побудованих за схемою КП-Д.

Об'єкт керування КП-Д описано наступними нормованими лінійними диференціальними рівняннями у просторі Лапласа:

$$p y_1 = a_{12} y_2, \quad (9)$$

$$p y_2 = a_{21} y_1 + a_{22} y_2 + a_{23} y_3, \quad (10)$$

$$p y_3 = a_{33} y_3 + b_3 u, \quad (11)$$

$$\text{де } a_{12} = \frac{1}{T_m}, a_{21} = a_{22} = -\frac{1}{T_\gamma}, a_{23} = \frac{1}{T_\gamma}, a_{33} = -\frac{1}{T_\mu}, b_3 = \frac{1}{T_\mu}.$$

При нормуванні рівнянь (9) – (11) введено наступні відносні одиниці:

$$y_1 = \frac{\omega}{\omega_{\max}}, \quad y_2 = \frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{я max}}}, \quad y_3 = \frac{E_{\text{кп}}}{E_{\text{кп max}}}, \quad u = \frac{U_{\text{з}}}{U_{\text{з max}}},$$

де $U_{\text{з max}}$ – максимальна напруга завдання; $E_{\text{кп max}} = k_{\text{кп}} U_{\text{з max}}$ – максимальна ЕРС КП, що відповідає $U_{\text{з max}}$; $I_{\text{я max}} = E_{\text{кп max}} / R_{\text{я}}$ – струм короткого замикання двигуна при максимальній ЕРС $E_{\text{кп max}}$; $\omega_{\max} = \frac{E_{\text{кп max}}}{C}$ – швидкість ідеального холостого ходу, що відповідає $E_{\text{кп max}}$.

Запропонована система керування електроприводом з двозонним регулюванням швидкості складається з двох підсистем: перша підсистема змінює напругу на якорі, а друга – змінює магнітне поле двигуна.

Керований перетворювач кола збудження (КПЗ) представлено у вигляді апериодичної ланки з передатною функцією

$$W_{\text{кпз}}(p) = \frac{k_{\text{кпз}}}{T_{\mu} p + 1},$$

де $k_{\text{кпз}}$ – коефіцієнт підсилення КПЗ,

а керований перетворювач якінного кола (КПЯ) – передатною функцією

$$W_{\text{кпя}}(p) = \frac{k_{\text{кпя}}}{T_{\mu} p + 1},$$

де $k_{\text{кпя}}$ – коефіцієнт підсилення КПЯ.

На вхід КПЗ надходить напруга завдання для каналу збудження $U_{\text{зз}}$, а на вхід КПЯ – напруга завдання для каналу керування колом якоря $U_{\text{зя}}$. На виході КПЗ формується ЕРС $E_{\text{кпз}} = U_{\text{з}}$, а на виході КПЯ – $E_{\text{кпя}} = U_{\text{я}}$.

При цьому вважається, що обидва перетворювачі створені на однаковій елементній базі, тому найменша некомпенсована стала часу T_{μ} для них є однаковою.

Для коректного виконання часткової компенсації динамічних властивостей об'єкта керування всі розрахунки здійснено у системі відносних одиниць. Об'єкт керування для системи з двозонним регулюванням швидкості може бути описаний нормованими лінійними диференціальними рівняннями у просторі Лапласа (коефіцієнт $K_{\Phi} = \Phi / I_{\text{з}}$):

$$p y_1 = b_{12} y_2 x_1 + \zeta f, \quad (12)$$

$$p y_2 = b_{21} y_1 x_1 + b_{22} y_2 + b_{23} y_3, \quad (13)$$

$$p y_3 = b_{33} y_3 + c_2 u_y, \quad (14)$$

$$p x_1 = a_{11} x_1 + a_{12} x_2, \quad (15)$$

$$p x_2 = a_{22} x_2 + c_1 u_x, \quad (16)$$

$$\text{де } a_{11} = -\frac{1}{T_{\text{з}}}; \quad a_{12} = \frac{E_{\text{кпз ном}}}{R_{\text{з}} T_{\text{з}} I_{\text{з ном}}}; \quad a_{22} = b_{33} = -\frac{1}{T_{\mu}}; \quad c_1 = c_2 = \frac{1}{T_{\mu}}; \quad \zeta = -\frac{M_{\text{ном}}}{J \omega_{\text{ном}}};$$

$$b_{12} = \frac{K K_{\Phi} I_{\text{я ном}} I_{\text{з ном}}}{J \omega_{\text{ном}}}; \quad b_{21} = -\frac{K K_{\Phi} \omega_{\text{ном}} I_{\text{з ном}}}{R_{\text{я}} T_{\text{я}} I_{\text{я ном}}}; \quad b_{22} = -\frac{1}{T_{\text{я}}}; \quad b_{23} = \frac{E_{\text{кпя ном}}}{R_{\text{я}} T_{\text{я}} I_{\text{я ном}}}.$$

При нормуванні рівнянь (12) – (16) введено наступні відносні одиниці:

$$y_1 = \frac{\omega}{\omega_{ном}}, y_2 = \frac{I_{я}}{I_{я ном}}, y_3 = \frac{E_{кп\dot{я}}}{E_{кп\dot{я} ном}}, u_y = \frac{U_{з\dot{я}}}{U_{з\dot{я} ном}},$$

$$x_1 = \frac{I_{з}}{I_{з ном}}, x_2 = \frac{E_{кп\dot{з}}}{E_{кп\dot{з} ном}}, u_x = \frac{U_{з\dot{з}}}{U_{з\dot{з} ном}}, f = \frac{M_c}{M_{ном}},$$

де $U_{з\dot{я} ном}$ – напруга завдання для каналу керування колом якоря, при якій досягається швидкість обертання вала двигуна $\omega_{ном}$; $E_{кп\dot{я} ном} = k_{кп\dot{я}} U_{з\dot{я} ном}$ – номінальна ЕРС КПЯ, що відповідає $U_{з\dot{я} ном}$; $I_{я ном}$ – номінальний струм якорного кола; $\omega_{ном}$ – номінальна швидкість обертання вала двигуна; $I_{з ном}$ – номінальний струм кола збудження; $U_{з\dot{з} ном}$ – номінальна напруга завдання для каналу збудження, при якій досягається номінальне значення струму збудження $I_{з ном}$; $E_{кп\dot{з} ном} = k_{кп\dot{з}} U_{з\dot{з} ном}$ – номінальна ЕРС КПЗ, що відповідає $U_{з\dot{з} ном}$; $M_{ном}$ – номінальний момент двигуна.

Шляхом математичного моделювання встановлено, що для покращення динамічних властивостей у другій зоні регулювання систему двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера доцільно реалізовувати з урахуванням змінної оберненої моделі об'єкта кола якоря (ОМ ОКЯ). Структурна схема такої системи представлена на рис. 8.

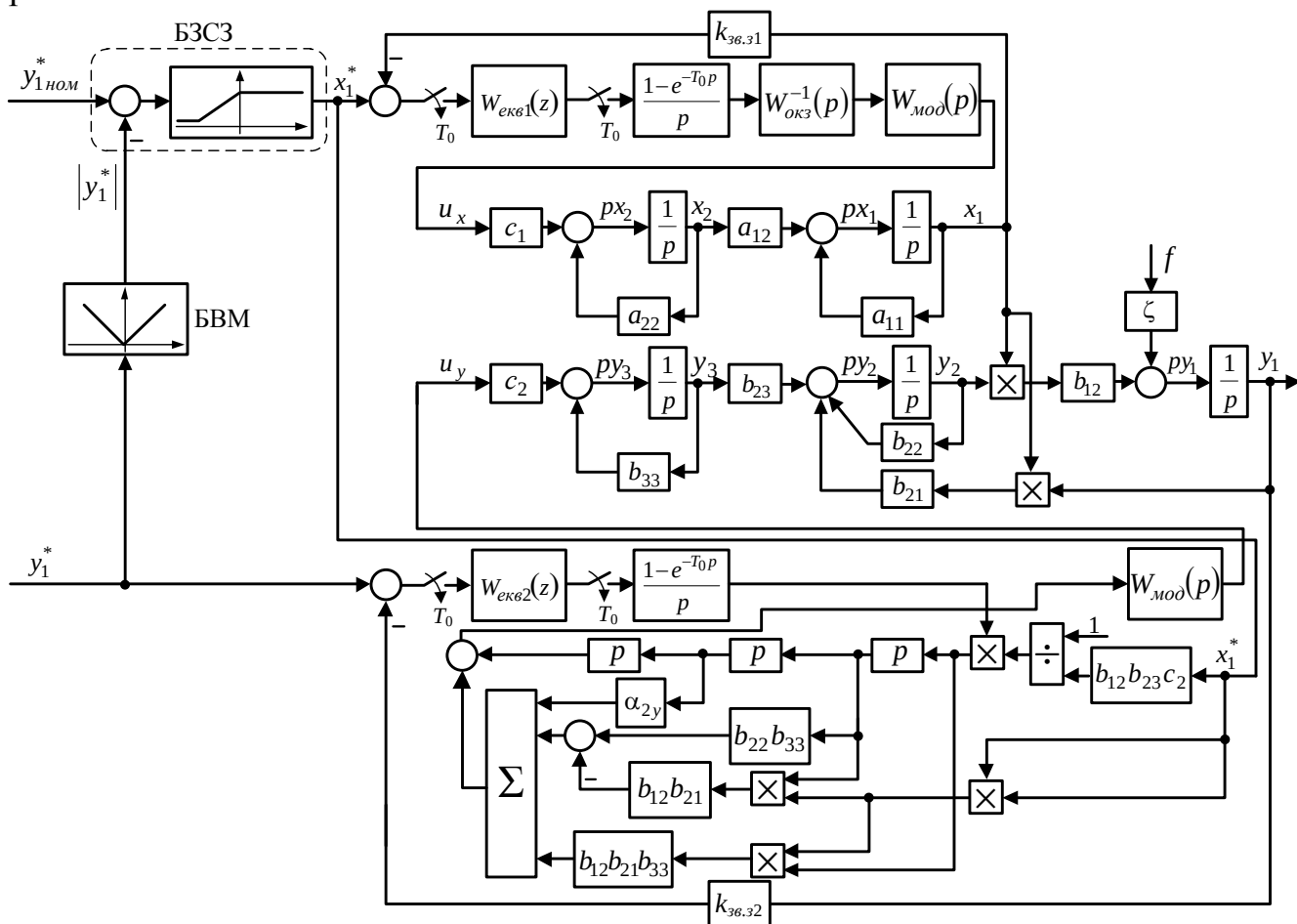


Рисунок 8 – Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера з урахуванням змінної ОМ ОКЯ

Сигнал завдання за струмом збудження I_3^* (у відносних одиницях – x_1^*) формується за допомогою нелінійного блока завдання струму збудження (БЗСЗ), який передбачає програмну реалізацію. Функціонування БЗСЗ описується наступними рівняннями у відносних одиницях:

$$\left. \begin{aligned} x_1^* &= x_{1ном}^* \quad \text{при} \quad (y_{1ном}^* - |y_1^*|) \geq 0, \\ x_1^* &= x_{1ном}^* + \frac{x_{1ном}^* - x_{1min}^*}{y_{1max}^* - y_{1ном}^*} \cdot (y_{1ном}^* - |y_1^*|) \quad \text{при} \quad 0 > (y_{1ном}^* - |y_1^*|) \geq (y_{1ном}^* - y_{1max}^*), \\ x_1^* &= x_{1min}^* \quad \text{при} \quad (y_{1ном}^* - |y_1^*|) < (y_{1ном}^* - y_{1max}^*). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Рівняння (17) забезпечують формування нелінійної залежності сигналу завдання за струмом збудження від різниці між номінальним значенням завдання за відносною швидкістю $y_{1ном}^*$ та абсолютною величиною поточного завдання за відносною швидкістю $|y_1^*|$. Поточне завдання за відносною швидкістю слід брати по модулю, тому що при зміні напрямку обертання двигуна знак величини y_1^* змінюється на протилежний, а величина x_1^* при цьому повинна залишатись знакопостійною. Блок визначення модуля (БВМ) знаходить величину $|y_1^*|$.

Отримані у третьому розділі структурні схеми, розрахункові формули та передатні функції, що дозволяють реалізувати двозонне регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера, представлено у відносних одиницях, тому вони можуть застосовуватись до широкого спектру систем двозонного регулювання швидкості за схемою КП-Д.

Четвертий розділ присвячено синтезу автоматизованих електроприводів змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера. Всі математичні перетворення та чисельні розрахунки виконано із застосуванням математичних моделей асинхронного двигуна в двофазних ортогональних системах координат, орієнтованих за векторами потокозчеплень. При здійсненні всіх розрахунків використано систему відносних одиниць з рівними взаємними індуктивностями між статрними і роторними обмотками, а також між фазними обмотками ротора.

Синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера у відносних одиницях виконано із застосуванням двох складових частин: системи стабілізації потокозчеплення та системи керування швидкістю.

Наведено приклад синтезу системи векторного керування електроприводом змінного струму з асинхронним двигуном 4АА50А2У3 та шляхом математичного моделювання досліджено показники якості векторного керування синтезованою системою.

Асинхронний двигун (АД) можна описати системою диференціальних рівнянь в координатних осях x, y , що обертаються з довільною кутовою швидкістю ω_k . Відносно нерухомої системи координат α, β ($\omega_k = 0$), ці рівняння мають наступний вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U_{sx} &= I_{sx}R_s + p\Psi_{sx} - \omega_\kappa \Psi_{sy}, \\ U_{sy} &= I_{sy}R_s + p\Psi_{sy} + \omega_\kappa \Psi_{sx}, \\ 0 &= I_{rx}R_r + p\Psi_{rx} - (\omega_\kappa - \omega)\Psi_{ry}, \\ 0 &= I_{ry}R_r + p\Psi_{ry} + (\omega_\kappa - \omega)\Psi_{rx}, \\ M &= z_p \frac{m}{2} L_m (I_{sy}I_{rx} - I_{sx}I_{ry}), \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

де p – оператор диференціювання; ω – кутова швидкість обертання ротора; $\mathbf{U}_s$ – вектор напруги статора; $\mathbf{I}_s, \mathbf{I}_r$ – вектори струмів статора та ротора відповідно; Ψ_s, Ψ_r – вектори потокозчеплень статора та ротора відповідно; M – електромагнітний момент; R_s, R_r – активні опори обмоток статора та ротора відповідно; z_p – кількість пар полюсів електричної машини; m – кількість фаз; L_m – взаємна індуктивність обмоток ротора та статора; L_s, L_r – індуктивності обмоток статора та ротора відповідно.

При виконанні умови орієнтації системи координат за вектором Ψ_r у рівняння (18) вносяться наступні зміни:

$$x = u, \quad y = v, \quad \Psi_{rx} = \Psi_{ru} = \Psi_o, \quad p\Psi_{ry} = p\Psi_{rv} = 0, \quad \Psi_{ry} = \Psi_{rv} = 0$$

та вони записуються у системі координат, що обертається зі швидкістю

$$\left. \begin{aligned} \omega_\kappa &= \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_o} I_{sv} + \omega; \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su} + I_{sv} \omega_\kappa, \\ p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su}, \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_o \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} - I_{su} \omega_\kappa, \\ p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

де $L'_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$ – перехідна індуктивність статора.

При виконанні умови орієнтації системи координат за вектором Ψ_s у рівняння (18) вносяться наступні зміни:

$$x = u, \quad y = v, \quad \Psi_{sx} = \Psi_{su} = \Psi_o, \quad p\Psi_{sy} = p\Psi_{sv} = 0, \quad \Psi_{sy} = \Psi_{sv} = 0$$

та вони записуються у системі координат, що обертається зі швидкістю

$$\omega_\kappa = \frac{U_{sv} - I_{sv} R_s}{\Psi_o};$$

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_o &= -I_{su}R_s + U_{su}, \\ pI_{su} &= \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_o - \frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su} - I_{sv}(\omega - \omega_k), \\ pI_{sv} &= -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} - \frac{1}{L'_s} \Psi_o \omega + I_{su}(\omega - \omega_k), \\ p\omega &= \frac{3z_p}{2J} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Вводяться наступні базисні величини:

– струм $I_{\bar{\sigma}az}$

$$I_{\bar{\sigma}az} = \sqrt{2} I_{s\text{ ном}}, \quad (21)$$

де $I_{s\text{ ном}}$ – номінальний фазний струм обмотки статора;

– напруга $U_{\bar{\sigma}az}$

$$U_{\bar{\sigma}az} = \sqrt{2} U_{s\text{ ном}}, \quad (22)$$

де $U_{s\text{ ном}}$ – номінальна фазна напруга обмотки статора;

– частота $\omega_{\bar{\sigma}az}$

$$\omega_{\bar{\sigma}az} = 2\pi f_m, \quad (23)$$

де $f_m = 50$ Гц – частота мережі живлення;

– швидкість обертання ротора $\omega_{r\bar{\sigma}az}$

$$\omega_{r\bar{\sigma}az} = \omega_{\bar{\sigma}az} / z_p; \quad (24)$$

– потокозчеплення $\Psi_{\bar{\sigma}az}$

$$\Psi_{\bar{\sigma}az} = \frac{U_{\bar{\sigma}az}}{\omega_{\bar{\sigma}az}}; \quad (25)$$

– момент $M_{\bar{\sigma}az}$

$$M_{\bar{\sigma}az} = \frac{3\Psi_{\bar{\sigma}az} I_{\bar{\sigma}az}}{2}. \quad (26)$$

З урахуванням базисних величин (21) – (26), вводяться відносні змінні, необхідні для представлення математичних моделей асинхронного двигуна у відносних одиницях:

– для величин, що характеризують параметри керування

$$x_1 = \frac{\Psi_o}{\Psi_{\bar{\sigma}az}}, \quad x_2 = \frac{I_{su}}{I_{\bar{\sigma}az}}, \quad u_x = \frac{U_{su}}{U_{\bar{\sigma}az}}, \quad y_1 = \frac{\omega}{\omega_{r\bar{\sigma}az}}, \quad y_2 = \frac{I_{sv}}{I_{\bar{\sigma}az}}, \quad u_y = \frac{U_{sv}}{U_{\bar{\sigma}az}}; \quad (27)$$

– для величин, які можна розглядати як збурюючі дії

$$f_1 = \frac{\omega_k}{\omega_{\bar{\sigma}az}}, \quad f_2 = \frac{M_c}{M_{\bar{\sigma}az}}. \quad (28)$$

Тоді асинхронний двигун представляється у відносних одиницях при орієнтації системи координат за вектором Ψ_r наступними рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} px_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2, \\ px_2 &= a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + c_2u_x + \zeta_1 f_1 y_2, \\ py_1 &= b_{12}x_1 y_2 + \zeta_2 f_2, \\ py_2 &= b_{21}x_1 y_1 + b_{22}y_2 + c_2u_y + \zeta_3 f_1 x_2, \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \text{де} \quad a_{11} &= -\frac{R_r}{L_r}; \quad a_{12} = \frac{R_r L_m}{L_r} \cdot \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad a_{21} = \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad a_{22} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s}; \\ c_2 &= \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha}}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad b_{12} = \frac{3z_p L_m}{2J L_r} \cdot \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha} \Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}{\omega_r \bar{\alpha}\alpha}; \quad b_{21} = -\frac{L_m}{L_r L'_s} \cdot \frac{\omega_r \bar{\alpha}\alpha \Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad b_{22} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s}; \\ \zeta_1 &= \omega_{\bar{\alpha}\alpha}; \quad \zeta_2 = -\frac{M_{\bar{\alpha}\alpha}}{J \omega_r \bar{\alpha}\alpha}; \quad \zeta_3 = -\omega_{\bar{\alpha}\alpha}. \end{aligned}$$

Швидкість обертання системи координат при введенні відносних одиниць

$$\omega_k = \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_o} I_{sv} + \omega = \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_{\bar{\alpha}\alpha} x_1} I_{\bar{\alpha}\alpha} y_2 + \omega_r \bar{\alpha}\alpha y_1 = \frac{R_r L_m I_{\bar{\alpha}\alpha}}{L_r \Psi_{\bar{\alpha}\alpha}} \cdot \frac{y_2}{x_1} + \omega_r \bar{\alpha}\alpha y_1.$$

Збурюючі дії f_1 та f_2 представляються наступними виразами:

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{\omega_k}{\omega_{\bar{\alpha}\alpha}} = \frac{R_r L_m I_{\bar{\alpha}\alpha}}{L_r \Psi_{\bar{\alpha}\alpha} \omega_{\bar{\alpha}\alpha}} \cdot \frac{y_2}{x_1} + \frac{\omega_r \bar{\alpha}\alpha}{\omega_{\bar{\alpha}\alpha}} y_1 = \zeta_4 \cdot \frac{y_2}{x_1} + \zeta_5 y_1, \\ f_2 &= \frac{M_c}{M_{\bar{\alpha}\alpha}}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

$$\text{де} \quad \zeta_4 = \frac{R_r L_m I_{\bar{\alpha}\alpha}}{L_r \Psi_{\bar{\alpha}\alpha} \omega_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad \zeta_5 = \frac{\omega_r \bar{\alpha}\alpha}{\omega_{\bar{\alpha}\alpha}} = \frac{1}{z_p}.$$

Таким чином, рівняння (29) та (30) дозволяють виконати вичерпний математичний опис асинхронного двигуна у відносних одиницях у двофазній ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора. Представлення величин не в абсолютних, а у відносних одиницях істотно спрощує теоретичні викладки і надає наочності результатам розрахунків.

При орієнтації системи координат за вектором Ψ_s асинхронний двигун описується наступними рівняннями у відносних одиницях:

$$\left. \begin{aligned} px_1 &= a_{12}x_2 + c_1u_x, \\ px_2 &= a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + c_2u_x + \zeta_1 y_1 y_2 + \zeta_2 f_1 y_2, \\ py_1 &= b_{12}x_1 y_2 + \zeta_3 f_2, \\ py_2 &= b_{21}x_1 y_1 + b_{22}y_2 + c_2u_y + \zeta_4 x_2 y_1 + \zeta_5 f_1 x_2, \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \text{де} \quad a_{12} &= -R_s \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad a_{21} = \frac{R_r}{L_r L'_s} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad a_{22} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s}; \quad c_1 = \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad c_2 = \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha}}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \\ b_{12} &= \frac{3z_p}{2J} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha} I_{\bar{\alpha}\alpha}}{\omega_r \bar{\alpha}\alpha}; \quad b_{21} = -\frac{1}{L'_s} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha} \omega_r \bar{\alpha}\alpha}{I_{\bar{\alpha}\alpha}}; \quad b_{22} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s}; \quad \zeta_1 = -\omega_r \bar{\alpha}\alpha; \quad \zeta_2 = \omega_{\bar{\alpha}\alpha}; \\ \zeta_3 &= -\frac{M_{\bar{\alpha}\alpha}}{J \cdot \omega_r \bar{\alpha}\alpha}; \quad \zeta_4 = \omega_r \bar{\alpha}\alpha; \quad \zeta_5 = -\omega_{\bar{\alpha}\alpha}. \end{aligned}$$

Швидкість обертання системи координат при введенні відносних одиниць

$$\omega_k = \frac{U_{\bar{\alpha}\beta} u_y - I_{\bar{\alpha}\beta} R_s y_2}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta} x_1} = \frac{\frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot u_y - \frac{I_{\bar{\alpha}\beta} R_s}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot y_2}{x_1}.$$

Збурюючі дії f_1 та f_2 можна представити наступними виразами:

$$\left. \begin{aligned} f_1 = \frac{\omega_k}{\omega_{\bar{\alpha}\beta}} &= \frac{\frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta} \omega_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot u_y - \frac{I_{\bar{\alpha}\beta} R_s}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta} \omega_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot y_2}{x_1} = \frac{\zeta_6 u_y + \zeta_7 y_2}{x_1}, \\ f_2 &= \frac{M_c}{M_{\bar{\alpha}\beta}}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

$$\text{де } \zeta_6 = \frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\Psi_{\bar{\alpha}\beta} \omega_{\bar{\alpha}\beta}} = \frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\omega_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot \omega_{\bar{\alpha}\beta}} = 1; \quad \zeta_7 = -\frac{I_{\bar{\alpha}\beta} R_s}{\frac{U_{\bar{\alpha}\beta}}{\omega_{\bar{\alpha}\beta}} \cdot \omega_{\bar{\alpha}\beta}} = -\frac{I_{\bar{\alpha}\beta} R_s}{U_{\bar{\alpha}\beta}}.$$

Представлення рівнянь асинхронного двигуна у відносних одиницях дозволило коректно виконати компенсацію динамічних властивостей окремих складових об'єкта керування шляхом введення обернених моделей, які також описуються диференціальними рівняннями у відносних одиницях.

Керування величинами I_{su} та Ψ_o виконується системою стабілізації потокозчеплення (ССП), а величинами I_{sv} та ω – системою керування швидкістю (СКШ). ССП виконує керування шляхом впливу на складову напруги статора U_{su} , а СКШ – на складову U_{sv} .

При побудуванні ССП та СКШ на базі методу дискретного часового еквалайзера підсистеми регулювання активної та реактивної потужностей асинхронного двигуна необхідно розглядати окремо. Кожна з цих підсистем повинна мати окремий налаштований на певну динаміку часовий еквалайзер, тому наявні перехресні зворотні зв'язки розглядаються як збурення та виключаються на етапі синтезу.

Після виконання декомпозиції та лінеаризації рівнянь, що описують функціонування асинхронного двигуна, отримано:

– при $\Psi_o = \Psi_r$

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su}, \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su}. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

$$\left. \begin{aligned} p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_{o \text{ ном}}, \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_{o \text{ ном}} \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv}, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

де $\Psi_{o \text{ ном}} = |\Psi_o| = \text{const}$ – номінальне значення потокозчеплення, яке забезпечується за допомогою ССП після завершення намагнічування двигуна;

– при $\Psi_o = \Psi_s$

$$pI_{su} = \frac{R_r}{L_r L'_s} \Psi_o - \frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su}, \left. \begin{array}{l} p\Psi_o = -I_{su} R_s + U_{su}, \\ \end{array} \right\} \quad (35)$$

$$pI_{sv} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s} I_{sv} - \frac{1}{L'_s} \Psi_{o \text{ ном}} \omega + \frac{1}{L'_s} U_{sv}, \left. \begin{array}{l} p\omega = \frac{3z_p}{2J} I_{sv} \Psi_{o \text{ ном}}, \\ \end{array} \right\} \quad (36)$$

Рівняння (33) та (35) використовується для синтезу ССП, а (34) та (36) – для синтезу СКШ на базі дискретного часового еквалайзера. З урахуванням базисних величин (21) – (26), лінеаризовані математичні моделі асинхронного двигуна у відносних одиницях описуються наступними рівняннями:

– при $\Psi_o = \Psi_r$

$$\left. \begin{array}{l} px_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2, \\ px_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + c_2u_x, \end{array} \right\} \quad (37)$$

$$\text{де } a_{11} = -\frac{R_r}{L_r}; a_{12} = \frac{R_r L_m}{L_r} \cdot \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha 3}}; a_{21} = \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}; a_{22} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s}; c_2 = \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}.$$

$$\left. \begin{array}{l} py_1 = b_{12}y_2, \\ py_2 = b_{21}y_1 + b_{22}y_2 + c_2u_y, \end{array} \right\} \quad (38)$$

$$\text{де } b_{12} = \frac{3z_p L_m}{2J L_r} \cdot \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{\omega_r \bar{\alpha}\alpha 3} \Psi_{o \text{ ном}}; b_{21} = -\frac{L_m}{L_r L'_s} \cdot \frac{\omega_r \bar{\alpha}\alpha 3}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}} \Psi_{o \text{ ном}}; b_{22} = -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s}; c_2 = \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}.$$

– при $\Psi_o = \Psi_s$

$$\left. \begin{array}{l} px_1 = a_{12}x_2 + c_1u_x, \\ px_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + c_2u_x, \end{array} \right\} \quad (39)$$

$$\text{де } a_{12} = -R_s \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha 3}}; a_{21} = \frac{R_r}{L_r L'_s} \cdot \frac{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}; a_{22} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s}; c_1 = \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{\Psi_{\bar{\alpha}\alpha 3}}; c_2 = \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}.$$

$$\left. \begin{array}{l} py_1 = b_{12}y_2, \\ py_2 = b_{21}y_1 + b_{22}y_2 + c_2u_y, \end{array} \right\} \quad (40)$$

$$\text{де } b_{12} = \frac{3z_p}{2J} \cdot \frac{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{\omega_r \bar{\alpha}\alpha 3} \Psi_{o \text{ ном}}; b_{21} = -\frac{1}{L'_s} \cdot \frac{\omega_r \bar{\alpha}\alpha 3}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}} \Psi_{o \text{ ном}}; b_{22} = -\frac{R_r L_s + R_s L_r}{L_r L'_s}; c_2 = \frac{1}{L'_s} \cdot \frac{U_{\bar{\alpha}\alpha 3}}{I_{\bar{\alpha}\alpha 3}}.$$

Функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера представлена на рис. 9. Як ССП, так і СКШ матиме власний дискретний часовий еквалайзер (ДЧЕ), елемент квантування, екстраполятор нульового порядку (ЕНП), обернену модель об'єкта керування (ОМ) та блок модифікації зворотного перетворення (БМЗП). На вхід системи подаються сигнали завдання за швидкістю ω^* і потокозчепленням Ψ_o^* за допомогою програми завдання вхідних сигналів та налаштування дискретних часових еквалайзерів (коефіцієнти для ДЧЕ ССП та ДЧЕ СКШ можуть як встановлюватись перед початком функціонування системи, так і змінюватись в процесі її роботи, забезпечуючи варіацію динамічних параметрів).

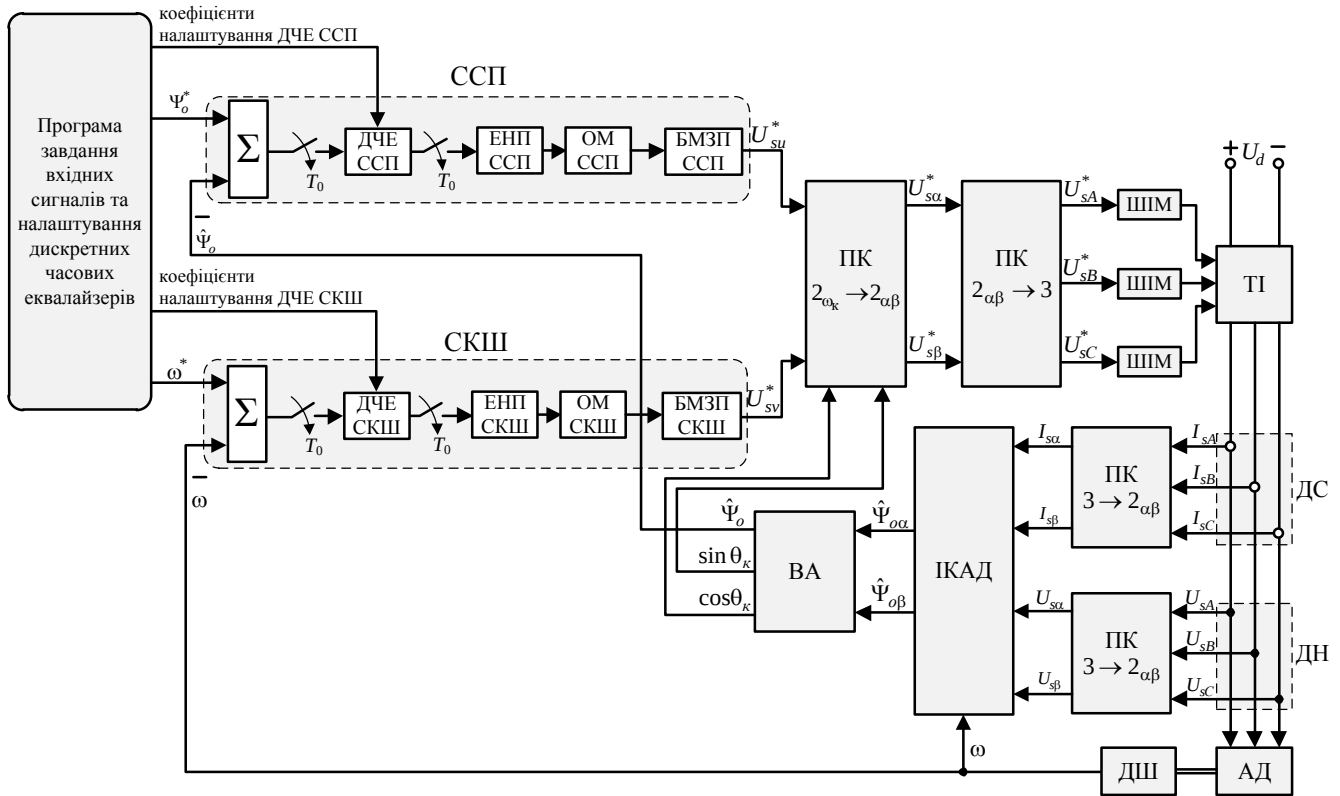


Рисунок 9 – Функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера

На виході ССП формується напруга керування транзисторними ключами U_{su}^* , а на виході СКШ – U_{sv}^* . Для здійснення фізичної можливості керування транзисторним інвертором (ТІ) напруги U_{su}^* і U_{sv}^* з рухомої системи координат u, v , пов'язаної з вектором потокозчеплення ротора або статора, повинні бути перетворені спочатку до величин $U_{s\alpha}^*$ і $U_{s\beta}^*$ у нерухомій двофазній ортогональній системі координат α, β за допомогою перетворювача координат (ПК) $2_{\omega_k} \rightarrow 2_{\alpha\beta}$, а потім – до значень U_{sA}^* , U_{sB}^* , U_{sC}^* ($2_{\alpha\beta} \rightarrow 3$). Керування транзисторним інвертором виконується за допомогою здійснення широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) сигналів керування U_{sA}^* , U_{sB}^* , U_{sC}^* . Живлення ТІ здійснюється постійною напругою U_d . Величини фазних струмів I_{sA} , I_{sB} , I_{sC} визначаються за допомогою датчика струмів (ДС), а фазних напруг U_{sA} , U_{sB} , U_{sC} – за допомогою датчика напруг (ДН). Перетворювачі координат $3 \rightarrow 2_{\alpha\beta}$ перетворюють сигнали I_{sA} , I_{sB} , I_{sC} у $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, та U_{sA} , U_{sB} , U_{sC} у $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$. Швидкість обертання АД вимірюється за допомогою датчика швидкості (ДШ), встановленого на валу.

Шляхом математичного моделювання у програмному середовищі MATLAB Simulink підтверджено, що теорія дискретного часового еквалайзера дозволяє виконувати синтез швидкодіючих систем векторного керування електроприводами змінного струму. При цьому динамічні показники при орієнтації системи координат за вектором потокозчеплення статора Ψ_s є дещо кращими, ніж при орієнтації за векто-

ром потокозчеплення ротора Ψ_r (відмінності спостерігаються на етапі намагнічування та при накиді навантаження).

П'ятий розділ використовує результати, отримані у другому та третьому розділах та присвячується виконанню експериментальних досліджень системи автоматичного керування швидкістю двигуна постійного струму, синтезованої на базі дискретного часового еквалайзера.

Для виконання наведених у даному розділі експериментальних досліджень створено лабораторно-дослідний стенд (рис. 10). Приводним двигуном лабораторно-дослідного стенду є двигун постійного струму незалежного збудження КПА-561-У2, а навантаження здійснюються двигуном постійного струму зі збудженням від постійних магнітів ДПМ 290/3.8/30, який працює у генераторному режимі та живить електричне коло, що включає до свого складу резистор та лампи розжарювання.

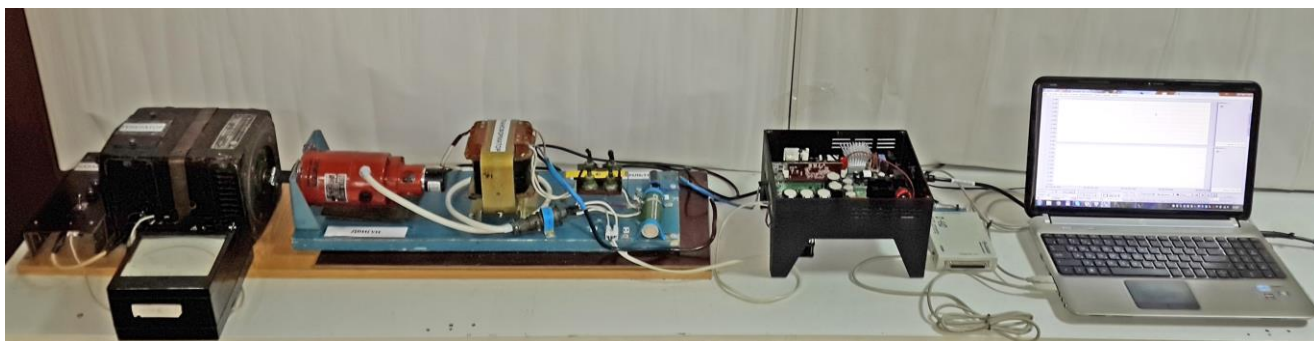


Рисунок 10 – Зовнішній вигляд лабораторно-дослідного стенду

Живлення якірного кола приводного двигуна здійснюється імпульсами, модульованими за тривалістю, від силового перетворювача, що входить до складу комплекту розробника TMDSHVMTRPFCKIT виробництва компанії Texas Instruments.

Комплект розробника TMDSHVMTRPFCKIT включає до свого складу плату силового перетворювача Digital Motor Control (рис. 11) та сигнальний мікроконтролер TMS320F28335 (на платі керування F28335) сімейства C2000 виробництва компанії Texas Instruments, за допомогою якого реалізовано керування швидкістю двигуна постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера. Зворотний зв'язок за швидкістю здійснюється за допомогою квадратурного енкодера M40SA виробництва компанії Hextron.

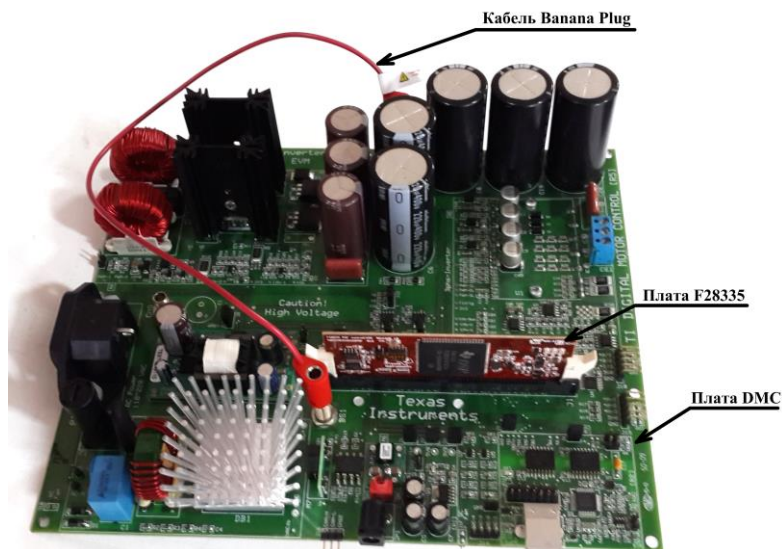


Рисунок 11 – Плата Digital Motor Control з встановленою платою керування F28335

Запропоновано розрахункові формули, які спрощують програмну реалізацію основних елементів системи автоматичного керування, синтезованої на базі дискретного часового еквалайзера. З використанням цих формул отримано коефіцієнти різницевих рівнянь для дискретних часових еквалайзерів десятого, шістнадцятого та тридцятого порядків, налаштованих на три різні бажані квантовані перехідні функції.

Окремі елементи структу-

рної схеми, показаної на рис. 4, при виконанні програмної реалізації являють собою наступні підпрограми (макроси): EQUALIZER_MACRO – макрос дискретного часового еквалайзера; при проведенні експериментальних досліджень використовується декілька варіантів цього макросу, що мають налаштування на різні квантовані бажані перехідні функції; MIRROR_MACRO – макрос оберненої моделі об'єкта керування; MODIFIER_MACRO – макрос блока модифікації зворотного перетворення; QEP_MACRO – стандартний макрос для роботи з енкодером, що поставляється у складі програмного забезпечення ControlSUITE.

Окрім QEP_MACRO, у програмному коді також використовуються й інші стандартні макроси. Наприклад, макрос для керування трифазним інвертором PWM_MACRO або макрос PWMDAC_MACRO для взаємодії з ЦАП плати DMC, що працюють на основі ШІМ. Стандартні макроси використовуються у програмному коді або без змін, або з незначними доопрацюваннями.

Для виконання програмної реалізації дискретного часового еквалайзера у вигляді окремої підпрограми (макроса EQUALIZER_MACRO), яка отримує на вхід сигнал похибки Err та утворює на виході керуючий сигнал Eqv , передатну функцію (4) слід представити у вигляді різницевого рівняння, виконуючи наступні перетворення:

$$W_{екв}(z) = \frac{Eqv(z)}{Err(z)} = \frac{1}{T_{eq}} \cdot \frac{A_k z^k + A_{k-1} z^{k-1} + A_{k-2} z^{k-2} + \dots + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}{z^k + B_{k-1} z^{k-1} + B_{k-2} z^{k-2} + \dots + B_2 z^2 + B_1 z + B_0}, \quad (41)$$

де T_{eq} – період квантування (опитування) макросу EQUALIZER_MACRO, що визначається виходячи з квантованої бажаної перехідної функції.

Слід зазначити, що у формулі (4) період квантування позначається як T_0 , проте при створенні програмного коду так позначається час між ітераціями загального програмного циклу, зокрема таке позначення використовується в коді макросу MODIFIER_MACRO. Тому, як в формулі (41), так і в коді макросу EQUALIZER_MACRO використовується інше позначення – T_{eq} .

Коефіцієнти чисельника та знаменника передатної функції (41) визначаються за наступними формулами:

$$\left. \begin{aligned} A_k &= a_{k-1}, \\ A_i &= a_{i-1} - a_i \quad \text{при } i = 1, 2, 3, \dots, (k-1), \\ A_0 &= -a_0, \\ B_i &= -a_i \cdot k_{зб.з} \quad \text{при } i = 0, 1, 2, \dots, (k-1). \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

При програмній реалізації системи керування у відносних одиницях коефіцієнт зворотного зв'язку $k_{зб.з} = 1$ у рівняннях (42).

Виходячи з передатної функції (41) та вважаючи поточним тактом такт n , різницеве рівняння дискретного часового еквалайзера у загальному вигляді буде наступним:

$$\begin{aligned} Eqv(n) &= \frac{1}{T_{eq}} \cdot (A_k Err(n) + A_{k-1} Err(n-1) + A_{k-2} Err(n-2) + \dots \rightarrow \\ &\rightarrow \dots + A_2 Err(n-k+2) + A_1 Err(n-k+1) + A_0 Err(n-k)) - B_{k-1} Eqv(n-1) - \rightarrow \\ &\rightarrow -B_{k-2} Eqv(n-2) - \dots - B_2 Eqv(n-k+2) - B_1 Eqv(n-k+1) - B_0 Eqv(n-k) = \\ &= \frac{1}{T_{eq}} \cdot \left(\sum_{i=0}^k A_{k-i} Err(n-i) \right) - \sum_{i=1}^k B_{k-i} Eqv(n-i). \end{aligned} \quad (43)$$

При проведенні експериментальних досліджень використовуються три різних дискретних часових еквайзери, що мають налаштування на квантовані бажані перехідні функції з кількістю рівнів $k = 10$, $k = 16$ та $k = 30$. Період квантування T_{eq} при проведенні експериментальних досліджень встановлюється у основному тілі керуючої програми незалежно від налаштувань у макросі EQUALIZER_MACRO.

Інтегроване середовище проектування Code Composer Studio дозволило практично реалізувати запропоновані дискретні часові еквайзери, обернену модель об'єкта керування та блок модифікації зворотного перетворення у вигляді спеціальних підпрограм для мікроконтролера TMS320F28335 – макросів на мові програмування C/C++.

Сформульовано основні підходи щодо ресемпльовання бажаних перехідних функцій та запропоновано розрахункові формули для визначення коефіцієнтів різницевого рівняння дискретного часового еквайзера, синтезованого за такими перехідними функціями.

Оскільки макроси дискретних часових еквайзерів опитуються з частотою у декілька разів нижчою за частоту виконання загального програмного циклу, з якою отримується сигнал з макросів оберненої моделі об'єкта керування та блока модифікації зворотного перетворення, то відповідні їм елементи дискретної системи керування вважаються квазіаналоговими. Таким чином, отримана система автоматичного керування швидкістю приводного двигуна лабораторно-дослідного стенду повністю відповідає теоретичним положенням, закладеним у другому розділі.

Створено макроси для трьох основних дискретних часових еквайзерів та трьох допоміжних, два з яких синтезовано на базі ресемпльованих бажаних перехідних функцій.

Розроблено методику проведення експериментальних досліджень, у відповідності до якої виконано три серії експериментів, що відрізняються макросами основного та допоміжного дискретних часових еквайзерів. Кожна серія складається з дев'яти експериментів, що розрізняються між собою значеннями глобальних змінних, які відповідають за величину періоду квантування основного дискретного часового еквайзера, значення сигналу завдання за швидкістю, коефіцієнт ресемпльовання, застосування комбінованого керування.

Виходячи з аналізу результатів експериментальних досліджень встановлено наступне:

- в усіх 27 експериментах квантовані бажані перехідні функції відпрацьовуються з незначною динамічною похибкою, яка виникає під час пуску під навантаженням, при скиданні та повторному накиді навантаження;
- внаслідок незначного коефіцієнту передачі та м'яких статичних характеристик об'єкта керування, система потребує здійснення впливу на пропорційну складову для підвищення динамічної точності і зниження чутливості до параметричних та координатних збурень;
- застосування комбінованого керування з двома дискретними часовими еквайзерами дозволяє скоротити динамічні похибки як при скиданні, так і при накиді навантаження до значень від 1,5% до 3,5%;
- при підвищенні завдання за швидкістю спостерігається збільшення значень динамічних похибок, що пояснюється конструктивними особливостями лабораторно-дослідного стенду;
- статична похибка відсутня в усіх проведених експериментах;

– перерегулювання під час пуску під дією навантаження присутнє лише в п'яти експериментах, проте й в цих експериментах воно становить значення від 2% до 4%.

У шостому розділі розглядається метод опорних векторів для виконання регресійного аналізу та ідентифікації у електромеханічних системах, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера. Метод опорних векторів (support vector machine або SVM) є машинним алгоритмом, що навчається на прикладах та використовується для класифікації об'єктів. SVM має високу швидкість та точність категоризації і не потребує великих об'ємів навчальних вибірок.

Виходячи з особливостей класифікації даних за допомогою знаходження гіперплощини максимальної межі та застосування просторових перетворень, які виконуються за допомогою ядерних функцій, таких як радіально-базисна функція Гауса, SVM може бути успішно застосований для керування складними електромеханічними системами. SVM може виконувати функції спостерігача, еталонної моделі, ідентифікатора невідомих параметрів чи режимів роботи системи. Оскільки лінійно нерозділимі задачі SVM зводить до лінійно розділимим шляхом виконання мапінгу даних, то за допомогою нього можна керувати складними нелінійними об'єктами, а також об'єктами зі стохастичними параметрами.

Встановлено, що метод опорних векторів можна застосовувати не лише для розв'язання задач класифікації або діагностики, але й для виконання регресійного аналізу. Перевагою support vector regression (SVR) є визначення параметрів регресійної моделі за допомогою розв'язання задачі квадратичного програмування, що має лише один розв'язок. При використанні SVR нелінійна регресія у деякому вихідному просторі зводиться до лінійної регресії у розширеному просторі, який має більшу кількість вимірів, ніж вихідний.

Показано, що однією з задач, яку вирішує програмне забезпечення для реалізації керування електроприводами на базі дискретного часового еквалайзера, є ідентифікація допустимості квантованих бажаних перехідних функцій, що передбачає як перевірку самої перехідної функції на відповідність одному з фізично можливих варіантів протікання перехідних процесів у динамічних системах, так і перевірку можливості виконання квантування із заданим періодом T_0 .

Розроблено шаблон, за яким користувач здійснює завдання базисних величин та бажаної перехідної функції у відносних координатах. Отримані за таким шаблоном дані є зручними для подальшої перевірки на можливість фізичної реалізації бажаної перехідної функції.

За допомогою метода опорних векторів розроблено алгоритм функціонування системи класифікації бажаних перехідних функцій, який базується на трьох SVM-моделях перехідних процесів (монотонний, аперіодичний, коливальний) та діагностує введену користувачем вибірку як перехідний процес, що може бути реалізований фізично, коли на виході хоча б однієї з трьох моделей буде код «+1».

Створено програму для навчання та перевірки правильності функціонування SVM-моделей за допомогою мови програмування Python та бібліотеки scikit-learn, що має клас `sklearn.svm.OneClassSVM` для виконання однокласової класифікації даних, при якій область, що включає в себе необхідні дані, відокремлюється від області без даних.

На основі розглянутих у п'ятому та шостому розділах програмно-апаратних рішень намічено перспективи щодо можливості технічної реалізації дискретного часового еквалайзера у вигляді окремого пристрою.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна наукова проблема створення нової методології синтезу автоматизованих електромеханічних систем, виходячи з бажаних дискретних перехідних функцій, що встановлюють вимоги до статичних та динамічних властивостей системи без використання стандартних характеристичних поліномів або стандартних форм перехідних функцій.

У відповідності до поставленої мети створено єдину методологію синтезу систем керування електроприводами, виходячи з умови забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції або набору точок.

Синтез здійснено на єдиних методологічних засадах для різноманітних електромеханічних систем без використання теорії стандартних характеристичних поліномів. Розроблена методологія синтезу систем автоматичного керування електромеханічними об'єктами складається з наступних елементів:

1. Метод синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера за умови повної компенсації динамічних властивостей об'єкта керування.

2. Метод синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера з використанням модифікованого принципу симетрії структурних схем при наявності об'єкта керування з першим, другим або довільним порядком аперіодичної нейтральності.

3. Метод синтезу систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера при наявності запізнення у об'єкті керування.

4. Метод побудови структури системи комбінованого керування з компенсацією параметричних та координатних збурень на базі дискретних часових еквалайзерів.

5. Алгоритм ідентифікації допустимості квантованих бажаних перехідних функцій, що базується на методі опорних векторів.

6. Методика завдання базисних величин та бажаної перехідної функції у відносних координатах, що дозволяє користувачеві вводити дані у відповідності до заздалегідь визначеного шаблону, який є зручним для виконання подальшої перевірки на можливість фізичної реалізації.

З використанням цих методів у третьому розділі дисертаційної роботи виконано синтез систем керування електроприводами постійного струму, а у четвертому – електроприводами змінного струму. Результати експериментальних досліджень, представлені у п'ятому розділі, підтверджують практичну значимість запропонованих методів синтезу та надають необхідні програмні рішення для подальшого їх впровадження у виробництво. Метод опорних векторів, розглянутий у шостому розділі, використовується для виконання регресійного аналізу та діагностики у електромеханічних системах, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера. В цьому ж розділі намічено перспективи щодо можливої апаратної реалізації дискретного часового еквалайзера у вигляді окремого пристрою.

Виконані в дисертаційній роботі дослідження дали змогу зробити такі висновки:

1. Дискретні регулятори надають значно більших можливостей відносно синтезу систем автоматичного керування, тому вирішено виконувати розгляд бажаних

перехідних функцій у квантованому вигляді, який передбачає розв'язання задачі синтезу у цифровій формі. При цьому під квантованою бажаною перехідною функцією розуміється деяка дискретизована сукупність функцій Гевісайда, що мають постійно зростаючий часовий зсув.

2. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції потребує визначення зворотного перетворення від передатної функції об'єкта керування, тобто знаходження розв'язку зворотної задачі динаміки.

3. Розроблена методика дозволяє виконувати зворотні перетворення структурних схем систем автоматичного керування безпосередньо за структурою об'єкта керування у першій канонічній формі керованості.

4. Оскільки практично неможливо повністю компенсувати динамічні властивості об'єкта керування, то в замкнених системах автоматичного керування доцільно використовувати модифікований принцип симетрії, який має практичне значення і передбачає застосування блоку модифікації зворотного перетворення.

5. Інтегруюча ланка як блок модифікації зворотного перетворення дозволяє не тільки отримати досяжні динамічні характеристики замкненої системи при обмеженому значенні коефіцієнта підсилення, але й підвищити її порядок астатизму.

6. Регулятор, що забезпечує можливість налаштування системи на квантовані бажані перехідні функції, названо «дискретним часовим еквалайзером», оскільки така назва підкреслює тип сигналу, що використовується у регуляторах, синтезованих запропонованим методом, а також говорить про еквалайзерне налаштування системи автоматичного керування у часовому діапазоні.

7. Перетворення, необхідні для переходу від передатної функції вихідної системи до бажаної перехідної функції кінцевої тривалості, підлягають викладенню у вигляді програмного коду та можуть бути використані для виконання синтезу дискретного часового еквалайзера.

8. Розроблена методологія синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера може успішно застосовуватись для електроприводів з двигунами постійного струму. Синтез потрібно виконувати з урахуванням модифікованого принципу симетрії структурних схем. При цьому обернена модель об'єкта керування повинна бути побудована у відповідності до правил, наведених у підрозділі 2.5 дисертаційної роботи.

9. Запропонована система двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера дозволяє виконувати керування як зміненням напруги на якорі, так і зміненням магнітного поля двигуна. При цьому кожен з каналів керування має свої власні динамічні характеристики завдяки використанню окремого дискретного часового еквалайзера.

10. Реалізація системи двозонного регулювання швидкості електроприводу постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера з урахуванням змінної оберненої моделі кола якоря дозволяє покращити динамічні властивості системи у другій зоні регулювання.

11. Наведені диференціальні рівняння та структурні схеми асинхронного двигуна в двофазних ортогональних системах координат, орієнтованих за векторами потокозчеплень, надають вичерпний математичний опис, необхідний для виконання синтезу автоматизованих електроприводів змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера.

12. Вирази для коефіцієнтів рівнянь асинхронного двигуна у відносних одини-

цях, отримані у результаті виконаних перетворень та занесені до узагальнюючої таблиці, дозволяють розраховувати параметри структурних схем та математичних моделей для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

13. Узагальнені передатні функції для об'єктів керування у контурах реактивної та активної потужностей, а також передатні функції їхніх обернених моделей дозволяють виконувати синтез систем векторного керування електроприводами змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера у відносних одиницях для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

14. Запропонована функціональна схема системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера складається із системи стабілізації потокозчеплення та системи керування швидкістю, кожна з яких має власний дискретний часовий еквалайзер, елемент квантування, екстраполятор нульового порядку, обернену модель об'єкта керування та блок модифікації зворотного перетворення.

15. Створений для виконання експериментальних досліджень лабораторно-дослідний стенд дозволив технічно реалізувати систему автоматичного керування швидкістю двигуна постійного струму, синтезовану на базі дискретного часового еквалайзера.

16. Представлення дискретного часового еквалайзера, блока модифікації зворотного перетворення та оберненої моделі об'єкта керування у вигляді різницевого рівняння дозволяє виконувати їх безпосередню програмну реалізацію на мові програмування C/C++.

17. Запропонована методика проведення експериментальних досліджень надала можливість виконати три серії експериментів, що відрізняються макросами основного та компенсуючого дискретних часових еквалайзерів. Кожна серія складається з дев'яти експериментів, що розрізняються між собою значеннями глобальних змінних, які відповідають за величину періоду квантування основного та компенсуючого дискретного часового еквалайзера, значеннями сигналу завдання за швидкістю, коефіцієнтами ресемплювання, застосуванням комбінованого керування.

18. Оскільки весь програмний код написано мовою програмування високого рівня C/C++ з використанням об'єктно-орієнтованих підходів, то він є апаратно незалежним від типу мікропроцесора. Завдяки цьому запропоновані програмні рішення мають значну практичну цінність і можуть знайти застосування у промисловості.

19. Для ідентифікації допустимості квантованих бажаних перехідних функцій при синтезі складних електромеханічних систем може бути успішно застосований метод опорних векторів (SVM), який є машинним алгоритмом, що навчається на прикладах та використовується для класифікації об'єктів, має високу швидкість та точність категоризації і не потребує великих об'ємів навчальних вибірок.

20. Дискретний часовий еквалайзер має перспективи для апаратної реалізації у вигляді окремого пристрою, який забезпечує можливість для виконання діагностики та комфортного діалогу з користувачем і реалізує весь необхідний набір функцій.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Шеремет А.И. Совершенствование автоматизированной электромеханической системы для виброобработки металлических деталей / А.И. Шеремет // [Монография]. – Краматорск: ДГМА, 2014. – 140 с.

2. Шеремет О.І. Використання модифікованого принципу симетрії структурних схем для синтезу систем автоматичного керування / О.І. Шеремет, О.В. Садовой // Східноєвропейський журнал передових технологій. – Харків: НВП «Технологічний центр». – 2016. – №1/9(79). – С. 48–56.

Здобувач сформулював правила, за якими можна обернути структурну схему системи у першій канонічній формі керованості та розробив модифікований принцип симетрії структурних схем, що забезпечує формування досяжних бажаних динамічних характеристик замкненої системи при обмеженому значенні коефіцієнта підсилення.

3. Sheremet O. Development of a mathematical apparatus for determining operator images of the desired quantized transition functions of finite duration / O. Sheremet, O. Sadovoy // Східноєвропейський журнал передових технологій. – Харків: НВП «Технологічний центр». – 2016. – №2/2(80). – С. 51–58.

Здобувач продемонстрував можливість застосування квантованих перехідних функцій, представлених у вигляді суми зсунутих у часі функцій Гевісайда, для синтезу регуляторів та розробив математичний апарат для аналітичного визначення операторних зображень бажаних квантованих перехідних функцій кінцевої тривалості.

4. Sheremet O. The method of automatic control systems synthesis on the base of discrete time equalizer / O. Sheremet, O. Sadovoy // Науковий вісник Національного гірничого університету. – Дніпро: Державний ВНЗ «НГУ». – 2017. – №4(160). – С. 99–104.

Здобувач розробив метод синтезу систем автоматичного керування з бажаними динамічними властивостями, що задаються за допомогою квантованих перехідних функцій кінцевої тривалості.

5. Sheremet O. Using the support vector regression method for telecommunication networks monitoring / O. Sheremet, O. Sadovoy // Third International Scientific-Practical Conference [«Problems of Infocommunications. Science and Technology»], (Kharkiv, 4-6 October 2016) / Kharkiv National University of Radioelectronics, Institute of Electrical and Electronics Engineers [et al]. – Kharkiv: KHNURE. – 2016. – P. 8–10.

Здобувач запропонував алгоритм для здійснення моніторингу електротехнічних систем за допомогою методу опорних векторів.

6. Sheremet O. Classification of admissible transient functions in infocommunication systems / O. Sheremet, O. Sadovoy // [Електронний ресурс]: 4th International Scientific-Practical Conference [«Problems of Info-communications. Science and Technology»], (Kharkiv, 10-13 October 2017)]. – Kharkiv: KHNURE. – 2017. – P. 97–100. – Режим доступу: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8246358/>.

Здобувач розробив алгоритм для класифікації допустимих перехідних функцій в електротехнічних системах.

7. Шеремет О.І. Поняття дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет, О.В. Садовой, Ю.В. Сохіна // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – Алчевск: ДонГТУ. – 2014. – вып. 1(42). – С. 147–151.

Здобувач ввів поняття «дискретний часовий еквалайзер» та сформулював основні засадничі принципи для здійснення синтезу автоматизованих електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера.

8. Шеремет А.И. Регрессионный анализ во взаимосвязанных электромеханических системах на базе метода опорных векторов / А.И. Шеремет, А.В. Садовой // Информационно-управляющие системы. – Санкт-Петербург: Центр ГУАП. – 2014. – № 1. – С. 48–56.

Здобувач застосував метод опорних векторів для здійснення регресійного аналізу у взаємозв'язаних електромеханічних системах, синтезованих на базі дискретного часового еквалайзера.

9. Sheremet O. Decomposition and linearization of asynchronous motor mathematical models in relative units / O. Sheremet // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ. – 2017. – вип. 2(38). – С. 18–25.

10. Sheremet O. Optimization for prototyping embedded systems by using Raspberry Pi 2 and MATLAB Simulink / O. Sheremet, V. Perepelytsia // Embedded Systems and Trends in Teaching Engineering: International Symposium, (Nitra, 11-15 September 2016). – Nitra: Constantine the Philosopher University. – P. 173–177.

Здобувач запропонував методику оптимізації процесу створення прототипів вбудованих електротехнічних систем за допомогою Raspberry Pi 2 і MATLAB Simulink.

11. Шеремет О.І. Синтез систем автоматичного керування розташуванням полюсів та компенсацією нулів передаточної функції / О.І. Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Технічні науки. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2007. – Тематичний вип. – С. 458–459.

12. Шеремет О.І. Вдосконалення метода синтезу систем автоматичного керування за розташуванням полюсів / О.І. Шеремет // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Електротехніка і енергетика». – Донецьк: ДВНЗ ДонНТУ. – 2007. – вип. 7 (128). – С. 35–38.

13. Шеремет О.І. Синтез систем автоматичного керування зі змінним характеристичним поліномом / О.В. Садовой, О.І. Шеремет // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КДПУ. – 2009. – Ч.1, вип. 4(57). – С. 32–35.

Здобувач запропонував здійснювати раціональне розташування нулів та полюсів передатної функції розімкнутої системи автоматичного керування на основі бажаної траєкторії незбуреного руху.

14. Шеремет О.І. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / О.В. Садовой, О.І. Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2010. – вип. 1(14). – С. 258–264.

Здобувач розробив основи методики аналітичного синтезу регуляторів за бажаною перехідною функцією, представленою у вигляді сукупності зсунутих за часом функцій Гевісайда.

15. Шеремет О.І. Метод компенсації нелінійностей, що можуть відділятися від лінійної частини об'єкта електромеханічної системи / О.В. Садовой, О.І. Шеремет // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – вип. 28. – С. 99–101.

Здобувач розробив метод компенсації нелінійності типу зони насичення, яка може відділятися від лінійної частини об'єкта електромеханічної системи.

16. Шеремет О.І. Метод синтезу замкнених систем автоматичного регулювання на базі дискретного часового еквалайзера / О.В. Садовой, О.І. Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2012. – вип. 3(20). – С. 124–129.

Здобувач розробив метод синтезу замкнених систем автоматичного регулювання на базі дискретного часового еквалайзера, який включає елементи традиційних підходів, суміщені з можливостями, що надаються дискретним еквалайзером.

17. Шеремет О.І. Метод компенсації нелінійностей, що не можуть відділятися від лінійної частини об'єкта автоматизованої електромеханічної системи / О.І. Шеремет // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – Краматорськ: ДДМА. – 2012. – вип. 4(29). – С. 94–99.

18. Шеремет О.І. Синтез автоматизованих електромеханічних систем посредством дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2013. – вип. 36(1009). – С. 110–111.

19. Шеремет О.І. Синтез еквалайзерного регулятора струму для одноконтурної системи підпорядкованого регулювання / О.І. Шеремет // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – Краматорськ: ДДМА. – 2013. – вип. 2(31). – С. 100–105.

20. Шеремет О.І. Синтез автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування на базі дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет, О.В. Садовой // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2013. – вип. 1(21). – С. 144–150.

Здобувач запропонував та розробив метод синтезу автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування на базі дискретного часового еквалайзера.

21. Шеремет О.І. Синтез автоматизованої електромеханічної системи за умови часткової компенсації об'єкта керування на базі дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет, О.В. Садовой // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2013. – вип. 3(23). – С. 85–92.

Здобувач запропонував та розробив метод синтезу автоматизованої електромеханічної системи за умови часткової компенсації об'єкта керування на базі дис-

кретного часового еквалайзера (з використанням модифікованого принципу симетрії структурних схем).

22. Шеремет О.І. Метод опорних векторів / О.І. Шеремет, О.В. Садовой // Математичне моделювання. – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2013. – №1(28). – С. 13–17.

Здобувач виконав аналітичний огляд можливостей, які надаються методом опорних векторів для здійснення аналізу і синтезу автоматизованих електромеханічних систем.

23. Шеремет О.І. Синтез взаємозв'язаної автоматизованої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет, О.В. Садовой, Ю.В. Сохіна // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2014. – вип. 1(24). – С. 39–48.

Здобувач здійснив синтез взаємозв'язаної системи керування натягненням смужкового матеріалу на базі дискретного часового еквалайзера.

24. Шеремет А.И. Методика преобразования дискретных моделей из среды MATLAB Simulink в код для программируемых логических контроллеров / А.И. Шеремет, В.П. Аксенов // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Електротехніка і енергетика». – Донецьк: ДонНТУ. – 2014. – вип. 1(16). – С.249–253.

Здобувач розробив методику перетворення дискретних моделей технічних об'єктів з програмного середовища MATLAB Simulink в код для програмованих логічних контролерів фірми SIEMENS.

25. Шеремет О.І. Синтез регулятора струму для замкненої системи керування електроприводом з використанням функцій Хевісайда / О.І. Шеремет, В.Т. Лебідь // [Електронний ресурс]: Науковий вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – 2015. – №2(17Е). – С. 183–187. – Режим доступу до зб.: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/science_vesnik/№2\(17E\)_2015/article/29.pdf](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/science_vesnik/№2(17E)_2015/article/29.pdf).

Здобувач виконав аналітичний синтез регулятора для одноконтурної системи підпорядкованого регулювання струму за умови штучного розбиття бажаної динамічної характеристики системи на дискретні інтервали.

26. Шеремет А.И. Исследование особенностей автоматизированного электропривода электромеханических сдвоенных кромкообрезных ножниц и предъявляемых к нему требований / В.К. Черников, А.И. Шеремет // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – Краматорськ: ДДМА. – 2015. – вип. 1(34). – С. 103–106.

Здобувач здійснив аналітичний огляд особливостей взаємозв'язаних автоматизованих електромеханічних систем металургійного виробництва.

27. Шеремет А.И. Компенсация гармонических колебаний в современных электроприводах / В.П. Аксенов, А.И. Шеремет // Вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – Краматорськ: ДДМА. – 2015. – вип. 3(36). – 2015. – С. 144–148.

Здобувач розробив методику, що дозволяє знизити негативний вплив гармонічних коливань обертаючого моменту в системах автоматичного регулювання швидкості.

28. Шеремет О.І. Синтез двохкоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет, О.В. Садовой, Ю.В. Сохіна // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки). – Кам'янське: ДДТУ. – 2016. – вип. 1(28). – С. 88–98.

Здобувач здійснив синтез двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалайзера за умови часткової компенсації об'єкта керування.

29. Шеремет О.І. Синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера / О.І. Шеремет // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2017. – вип. 27(1249). – С. 112–117.

30. Шеремет О. І. Використання розкладання Хевісайда для синтезу регуляторів систем автоматичного керування / О. І. Шеремет // [Електронний ресурс]: Науковий вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – 2009. – №1(4Е). – С. 189–193. – Режим доступу до зб.: <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VDDMA/index.htm>.

31. Шеремет О.І. Автоматизація керування та аналізу стану промислового устаткування за допомогою систем віддаленого керування / О.І. Шеремет, В.В. Перепелиця // Матеріали XIV Міжнар. наук.-техн. конф. молодих учених і спеціалістів [«Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації»], (Кременчук, 14-15 квітня 2016 р.) / МОН України, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського. – Кременчук: КрНУ, 2016. – С. 180–181.

Здобувач здійснив розробку прототипу вбудованої комп'ютерної системи для аналізу стану електротехнічного устаткування, за допомогою засобів віддаленого керування.

32. Шеремет А. И. Система диагностирования технических объектов на базе Raspberry Pi 2 с применением алгоритма SVM / А. И. Шеремет // Тези доповідей VIII Міжнар. наук.-практ. конф. [«Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій»], (Запоріжжя, 21-23 вересня 2016 р.) / МОН України, Українська федерація інформатики, Запорізький НТУ [та ін.]. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2016. – С. 313–315.

33. Шеремет О.І. Огляд можливості створення системи контролю за промисловими об'єктами на базі одноплатного комп'ютера Radxa Rock Pro / О.І. Шеремет, В.В. Перепелиця, Т.В. Кірієнко // [Електронний ресурс]: Науковий вісник Донбаської державної машинобудівної академії. – 2016. – №3(21Е). – С. 161–164. – Режим доступу до зб.: [http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/science_vesnik/№3\(21E\)_2016/article/24.pdf](http://www.dgma.donetsk.ua/science_public/science_vesnik/№3(21E)_2016/article/24.pdf).

Здобувач здійснив аналітичний огляд можливостей, котрі надаються сучасними одноплатними комп'ютерами для створення інтелектуальних систем моніторингу і діагностики функціонування промислових об'єктів.

АНОТАЦІЇ

Шеремет О. І. Синтез електромеханічних систем на базі дискретного часового еквалайзера. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.03 – електротехнічні комплекси і системи. – Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», Харків, 2018.

Дисертація присвячена створенню єдиної методології синтезу систем керування електроприводами, виходячи з умови забезпечення бажаних динамічних властивостей за вихідною координатою, що задаються графічно у вигляді перехідної функції або набору точок.

Дискретний регулятор, який забезпечує можливість налаштування на квантовані бажані перехідні функції кінцевої тривалості, названо дискретним часовим еквалайзером. Запропоновано математичний апарат, що дозволяє виконувати синтез систем автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера як за умови повної компенсації динамічних властивостей об'єкта керування (ідеалізований варіант), так і при використанні модифікованого принципу симетрії структурних схем. Інтегруюча ланка використовується як блок модифікації зворотного перетворення. Для компенсації параметричних та координатних збурень розроблено структуру комбінованого керування, що включає до свого складу два дискретних часових еквалайзера: основний та компенсуючий.

Виконано синтез електромеханічних систем з двигунами постійного струму на базі дискретного часового еквалайзера (слідкуючої системи, взаємозв'язаної, зі зниженням впливу люфту, системи двозонного регулювання швидкості) та проведено дослідження одержаних результатів шляхом математичного моделювання.

Здійснено синтез системи векторного керування електроприводом змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера та проведено дослідження одержаних результатів шляхом математичного моделювання.

Отримані узагальнені передатні функції для об'єктів керування у контурах реактивної та активної потужностей, а також передатні функції їхніх обернених моделей дозволяють виконувати синтез систем векторного керування електроприводами змінного струму на базі дискретного часового еквалайзера у відносних одиницях для широкого спектру промислових асинхронних двигунів.

Для виконання експериментальних досліджень створено лабораторно-дослідний стенд, який дозволив технічно реалізувати систему автоматичного керування швидкістю двигуна постійного струму, синтезовану на базі дискретного часового еквалайзера.

Запропонована методика завдання базисних величин та бажаної перехідної функції у відносних координатах дозволяє користувачеві вводити дані у відповідності до заздалегідь визначеного шаблону, який є зручним для виконання подальшої перевірки на можливість фізичної реалізації за допомогою метода опорних векторів.

Ключові слова: дискретний часовий еквалайзер, синтез, система керування, електромеханічна система, принцип симетрії, зворотна задача динаміки, перехідна функція кінцевої тривалості, обернена модель.

Шеремет А.И. Синтез электромеханических систем на базе дискретного временного эквалайзера. – На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы. – Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Харьков, 2018.

Диссертация посвящена созданию единой методологии синтеза систем управления электроприводами, исходя из условия обеспечения желаемых динамических свойств по выходной координате, задаваемых графически в виде переходной функции или набора точек.

Дискретный регулятор, который обеспечивает возможность настройки на квантованные желаемые переходные функции конечной длительности, назван дискретным временным эквалайзером. Предложен математический аппарат, позволяющий выполнять синтез систем автоматического управления на базе дискретного временного эквалайзера как при полной компенсации динамических свойств объекта управления (идеализированный вариант), так и при использовании модифицированного принципа симметрии структурных схем. В качестве блока модификации обратного преобразования используется интегрирующее звено. Для компенсации параметрических и координатных возмущений разработана структура комбинированного управления, включающая в свой состав два дискретных временных эквалайзера: основной и компенсирующий.

Выполнен синтез электромеханических систем с двигателями постоянного тока на базе дискретного временного эквалайзера (следящей системы, взаимосвязанной, со снижением влияния люфта, системы двухзонного регулирования скорости) и проведено исследование полученных результатов путем математического моделирования.

Осуществлен синтез системы векторного управления электроприводом переменного тока на базе дискретного временного эквалайзера и проведено исследование полученных результатов путем математического моделирования.

Полученные обобщенные передаточные функции для объектов управления в контурах реактивной и активной мощностей, а также передаточные функции их обратных моделей позволяют выполнять синтез систем векторного управления электроприводами переменного тока на базе дискретного временного эквалайзера в относительных единицах для широкого спектра промышленных асинхронных двигателей.

Для выполнения экспериментальных исследований создан лабораторно-исследовательский стенд, который позволил технически реализовать систему автоматического управления скоростью двигателя постоянного тока, синтезированную на базе дискретного временного эквалайзера.

Предложенная методика задания базисных величин и желаемой переходной функции в относительных координатах позволяет пользователю вводить данные в соответствии с заранее определенным шаблоном, который является удобным для выполнения дальнейшей проверки на возможность физической реализации с помощью метода опорных векторов.

Ключевые слова: дискретный временной эквалайзер, синтез, система управления, электромеханическая система, принцип симметрии, обратная задача динамики, переходная функция конечной длительности, обратная модель.

Sheremet O.I. Synthesis of electromechanical systems on the base of discrete time equalizer. – Manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Technical Science on Specialty 05.09.03 – Electrical Engineering Complexes and Systems. – National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kharkiv, 2018.

The dissertation is devoted to the creation of unified methodology for the synthesis of control systems for electric drives, based on the condition of providing the desired dynamic properties on the output coordinate, given graphically in the form of transition function or a set of points.

The discrete regulator, which provides the ability to tuning up on quantized desired transition functions of finite duration, is called a discrete time equalizer. A mathematical apparatus is proposed that allows performing synthesis of automatic control systems based on discrete time equalizer both with full compensation for control object dynamic properties (idealized variant) or with using the modified structural schemes principle of symmetry. The integrating unit is used as inverse transform modification block. To compensate for parametric and coordinate disturbances, a combined control structure has been developed, which includes two discrete time equalizers: main and compensating.

The synthesis of electromechanical systems with direct current (DC) motors on the basis of discrete time equalizer (servosystem, interconnected system, system with decreased influence of the backlash, two-zone speed regulation system) was performed and a study of the obtained results was carried out by means of mathematical modeling.

Synthesis of the vector control system of alternating current (AC) electric drive based on discrete time equalizer was realized and a study of the obtained results was carried out by means of mathematical modeling.

Obtained generalized transfer functions for control objects in the reactive and active loops and the transfer functions of their inverse models allow synthesizing the systems of vector control of AC electric drives on the base of discrete time equalizer in relative units for a wide range of industrial asynchronous motors.

To carry out experimental research, a laboratory test bench was created, which allowed the technical implementation of the of DC motor speed automatic control system, synthesized on the base of discrete time equalizer.

Proposed technics of the basic values assignment and the desired transition function presentation in relative coordinates allows user to input data in accordance with predefined template, which is convenient for performing further verification for the possibility of physical implementation by support vector machine (SVM) method.

Keywords: discrete time equalizer, synthesis, control system, electromechanical system, symmetry principle, inverse dynamics problem, transition function of finite duration, inverse model.



Підписано до друку 27.03.2018 р.
Друк на різнографі
Зам. № 1494

Формат 60 x 84 1/16.
Умовн. друк. арк. 1,9
Наклад 100 прим.

Поліграфічне підприємство ТОВ «СтандартСервіс»
Свідоцтво № 06293019 від 23.06.2003 р.
84333, м. Краматорськ, вул. О. Вишні, 5-б
Тел.: +38 (066) 478 99 07, +38 (068) 160 43 61
Електронна адреса: stserv.info@gmail.com