МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
"ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ"

Старостін Сергій Станіславович

УДК 681.51:621.34

СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ НА БАЗІ ДИСКРЕТНИХ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

Спеціальність **05.09.03** - *Електротехнічні комплекси та системи*

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Донецьк - 2014

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Державному вищому навчальному закладі "Донецький національний технічний університет" Міністерства освіти і науки України.

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор
Толочко Ольга Іванівна,
завідувач кафедри електроприводу та автоматизації промислових установок ДВНЗ "Донецький національний технічний університет" (м. Донецьк)

Офіційні опоненти: доктор технічних наук, професор
Пересада Сергій Михайлович,
доктор технічних наук, професор,
завідувач кафедри електромеханічних систем автоматизації та електроприводу Національного технічного університету "КПІ" (м. Київ);

доктор технічних наук, професор
Садовой Олександр Валентинович,
завідувач кафедри електротехніки та електромеханіки Дніпродзержинського державного технічного університету (м. Дніпродзержинськ);

доктор технічних наук, професор
Мороз Володимир Іванович,
професор кафедри електроприводу та комп'ютеризованих електромеханічних систем Національного університету "Львівська політехніка" (м. Львів).

Захист відбудеться " 15 " квітня 2014 р. о 13:30 год. на засіданні спеціалізованої вченої ради Д11.052.02 у ДВНЗ "Донецький національний технічний університет" (83001, м. Донецьк, вул. Артема, 58, 8-й навчальний корпус ДВНЗ "ДонНТУ", ауд. 210).

З дисертацією можна ознайомитись у бібліотеці ДВНЗ "Донецький національний технічний університет" (83001, м. Донецьк, вул. Артема, 58, 2-й навчальний корпус ДВНЗ "ДонНТУ").

Автореферат розісланий "____" березня 2014р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради
кандидат технічних наук, доцент А.М. Ларін

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Сучасні електромеханічні системи відіграють суттєву роль в автоматизації технологічних процесів. У багатьох галузях виробництва вони забезпечують як виготовлення продукції, так і різноманітні форми її транспортування. Виконання технологічних вимог потребує відповідних статичних та динамічних властивостей процесів регулювання в електромеханічних системах.

Основою реалізації багатьох електромеханічних систем є силові напівпровідникові перетворювачі електроенергії, які функціонують дискретно в часі. Керування перетворювачами дискретно здійснюють мікропроцесорні контролери, вирішуючи задачі регулювання технологічних параметрів. Досягнення відповідних характеристик процесів регулювання є неможливим без урахування зазначених особливостей систем. Між тим, існуючі методи проектування електромеханічних систем у більшості випадків базуються на теорії лінійних неперервних систем регулювання. Це є перешкодою на шляху досягнення необхідних показників якості регулювання за результатами проектування.

На цей момент маємо теоретичні розробки щодо синтезу систем регулювання з урахуванням дискретних властивостей компонентів електромеханічних систем. Але, як свідчить виконаний аналіз, існуючі розробки не повною мірою відповідають реальним особливостям об'єктів і процесів регулювання. Зокрема, синтез дискретних систем регулювання на основі неперервних прототипів лише наближено враховує дискретність функціонування систем. Вирішення задач регулювання безпосередньо в дискретному вигляді має обмежений характер, оскільки недостатньо розглянуті питання щодо врахування особливостей силових перетворювачів електроенергії та синтезу систем при наявності різних інтервалів дискретності в контурах регулювання на основі визначення відповідних математичних моделей електромеханічних об'єктів.

Отже, є актуальним розвиток теоретичних підґрунть синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів з урахуванням дискретного функціонування силових перетворювачів електроенергії та мікропроцесорних контролерів, які забезпечують керування об'єктами.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Науково-технічні розробки здійснено в рамках вирішення комплексної проблеми "Наукові основи електроенергетики", при виконанні держбюджетних науково-дослідних робіт: Д-4-07 "Оптимізація функціонування електромеханічних систем із цифровим регулюванням" (номер держреєстрації 0107U003033), Д-12-07 "Оптимізація режимів роботи вітрогенераторних установок із застосуванням нейро-адаптивного регулятора потужності та системи векторного регулювання моменту асинхронного генератору" (номер держреєстрації 0107U001481) і Д-2-10 "Оптимальне цифрове керування системами позиційного електроприводу" (номер держреєстрації 0110U001052), а також при розробці науково-дослідної теми Н-5-05 "Синтез та автоматична настройка електромеханічних систем з урахуванням дискретних властивостей силових перетворювачів електроенергії" (номер держреєстрації 0105U002160). Крім

того, результати наукових розробок здобувача знайшли втілення у госпрозрахункових роботах за договорами № 05-12 "Розробка методики функціонування навантажувальної установки для випробувань перетворювачів частоти у стаціонарних режимах роботи", № 06-12 "Дослідження функціонування навантажувальної установки при випробуваннях перетворювачів частоти у стаціонарних режимах роботи", № 07-12 "Розробка методики проектування систем технологічного регулювання" і № 08-12 "Розробка методики автоматичної настройки електромеханічних систем" (номер держреєстрації 0109U001478), виконаних у Донецькому національному технічному університеті на замовлення Філії "Інженерно-технічний центр "Сіменс Україна" (м. Донецьк).

Усі дослідження виконано за період 2001-2012 років у ДВНЗ "Донецький національний технічний університет" згідно з науковим напрямком "Інтелектуальне управління електромеханічними системами з урахуванням специфіки об'єктів регулювання". При цьому здобувач був співвиконавцем у науково-дослідній роботі Д-12-07, відповідальним виконавцем у науково-дослідних роботах Д-4-07 і Д-2-10 і науковим керівником – при виконанні науково-технічних розробок у рамках теми Н-5-05, а також госпрозрахункових робіт за договорами № 05-12, № 06-12, № 07-12 і № 08-12.

Крім зазначеного, результати наукових розробок застосовано при здійсненні міжвузівського співробітництва з Магдебурзьким Отто-фон-Геріке-Університетом у напрямку створення електромеханічних систем руху мобільних роботів.

Мета та задачі досліджень. Метою роботи є розвиток теоретичних підґрунть синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів з урахуванням дискретного функціонування пристроїв керування.

Для досягнення поставленої мети визначено та вирішено такі задачі:

– аналіз наявних методів розробок електромеханічних систем із цифровим регулюванням;

– визначення методу обґрунтування параметрів імпульсних математичних моделей силових перетворювачів електроенергії як пристроїв з дискретними принципами функціонування;

– розробка методів синтезу дискретних математичних моделей та цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів з урахуванням різних інтервалів дискретності функціонування силових перетворювачів електроенергії та цифрових регулювальних пристроїв;

– обґрунтування принципу реалізації дискретних регуляторів з інтегральною складовою з урахуванням обмеження вихідного сигналу регуляторів;

– визначення узагальненого математичного опису динамічних властивостей контуру регулювання моментоутворювального струму електродвигунів;

– розробка методу синтезу регуляторів і спостерігачів стану електромеханічних об'єктів з урахуванням дискретних властивостей систем регулювання;

– реалізація автоматичної настройки систем регулювання для впровадження теоретичних розробок до практичного використання.

Об'єктом досліджень є процеси регулювання в електромеханічних системах.

Предметом досліджень є цифрове регулювання електромеханічних об'єктів із урахуванням дискретності функціонування силових перетворювачів електроенергії та цифрових регулювальних пристроїв.

Методи досліджень базуються на застосуванні аналізу функціональних властивостей напівпровідникових силових перетворювачів електроенергії при обґрунтуванні параметрів імпульсних математичних моделей перетворювачів, теорії електропривода при визначенні об'єктів та систем регулювання, на теорії автоматичного керування при розробці методів синтезу цифрових систем регулювання на основі модифікованого z-перетворення, на комп'ютерних засобах символьних математичних перетворень при здійсненні оптимізації систем регулювання, математичному та фізичному моделюванні електромеханічних систем для верифікації виконаних теоретичних розробок.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Уперше запропоновано метод визначення параметрів імпульсних математичних моделей силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, який ґрунтується на аналізі величин струму в колі навантаження перетворювачів у дискретні моменти часу та дає підстави для представлення перетворювача як ідеального імпульсного елемента з ланкою часової затримки, величина якої характеризує тип та спосіб керування перетворювачем. Це сприяє синтезу цифрових регуляторів, який забезпечує підвищену точність функціонування електромеханічних систем.
2. Дістали подальшого розвитку методи синтезу дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів з урахуванням імпульсного характеру напруги силових перетворювачів та використанням модифікованого z-перетворення для кратних інтервалів дискретності, що є підґрунтям синтезу цифрових систем регулювання з одержанням бажаних динамічних характеристик електромеханічних систем безпосередньо за результатами синтезу.
3. Уперше запропоновано та теоретично обґрунтовано метод синтезу регуляторів і спостерігачів стану електромеханічних об'єктів із застосуванням лінійного перетворення простору станів для одержання еквівалентної каскадної структури, що забезпечує параметричну оптимізацію регуляторів і спостерігачів стану, адекватну дискретним властивостям систем регулювання.
4. Обґрунтовано узагальнену дискретну математичну модель контуру регулювання моментоутворювального струму електродвигуна у вигляді дискретної аперіодичної ланки з параметрами, залежними від швидкодії регулювання, що дозволяє здійснювати синтез регуляторів електромеханічних систем у загальному вигляді відповідно до будь-якої швидкодії регулювання моментоутворювального струму.
5. Встановлено, що методи синтезу неперервних систем регулювання при врахуванні дискретних властивостей систем шляхом збільшення сталої часу, яка характеризує швидкодію регулювання моменту електродвигуна, припустимо застосовувати для цифрових систем керування електромеханічними

об'єктами тільки при регулюванні моменту з фактичною сталою часу, яка перевищує інтервал дискретності регулювання швидкості електропривода.

Практичне значення одержаних результатів.

1. При аналізі процесів у широтно-імпульсному перетворювачі та інверторі напруги з'ясовано практичну однаковість середньої величини струму кола навантаження перетворювачів за інтервал дискретності регулювання та миттєвого значення струму посередині цього інтервалу, що дозволяє на основі миттєвого струму враховувати очікувану величину середнього струму при здійсненні регулювання та уникати затримки на один інтервал дискретності при керуванні силовим перетворювачем, у результаті чого відповідно збільшується швидкодія регулювання.
2. Визначено загальний принцип реалізації дискретних регуляторів з інтегральною складовою, який передбачає урахування обмеження вихідного сигналу регулятора шляхом коректування попередніх значень змінних в алгоритмі регулювання згідно з рівнем обмеження, у результаті чого забезпечується коректне функціонування систем регулювання при виникненні обмеження вихідних сигналів регуляторів.
3. Синтезовано дискретну математичну модель двомасового об'єкта регулювання, яка точніше відповідає властивостям неперервного прототипу, ніж альтернативний відомий варіант моделі, що має позитивні наслідки при синтезі регуляторів та спостерігачів стану об'єктів з пружною кінематикою.
4. Вирішено низку задач автоматичного настроювання електромеханічних систем на основі використання синтезованих дискретних математичних моделей при ідентифікації параметрів електромеханічних об'єктів, що сприяє впровадженню теоретичних розробок регуляторів і спостерігачів стану в практичне застосування.
5. Розроблено методики та програмне забезпечення для автоматизації процесів проектування систем, що позитивно впливає на скорочення термінів проектування.
6. Створено програмно-апаратний комплекс для імітаційних досліджень електромеханічних систем, що забезпечує можливість налагодження програмного забезпечення систем регулювання на етапі проектування та сприяє прискореному впровадженню розробок у виробництво.

Практичну цінність та ефективність дисертаційної роботи підтверджено впровадженням її результатів у виробничий процес. Розроблені дискретні математичні моделі двигунів змінного струму й алгоритми керування перетворювачами частоти прийняті до використання Філією "Інженерно-технічний центр "Сіменс Україна" (м. Донецьк), а також Українським науково-дослідним інститутом вибухозахищеного електрообладнання (УкрНДІВЕ) при навантажувальних випробуваннях перетворювачів частоти перед застосуванням у виробництві. Розроблену методику проектування електромеханічних систем як дискретних систем регулювання, а також розробки з автоматичного настроювання систем впроваджено в процес підготовки технічних проектів для промисловості в рамках діяльності Філії "Інженерно-технічний центр "Сіменс

Україна". Розробки щодо цифрового позиційного регулювання прийнято до використання Науково-виробничим товариством "Донікс" (м. Донецьк).

Основні положення дисертації використовуються в навчальному процесі кафедри систем програмного управління і мехатроніки Донецького національного технічного університету в лекційних курсах, а також у лабораторному практикумі, при здійсненні курсового та дипломного проектування студентами напряму підготовки "Електромеханіка" спеціальності "Електромеханічні системи автоматизації та електропривод". Створений програмно-апаратний комплекс для імітаційних досліджень електромеханічних систем використовується при виконанні студентських наукових робіт і в процесі дипломування студентів.

Особистий внесок здобувача. Усі наукові ідеї та розробки, які становлять зміст дисертації та виносяться на захист, належать авторові. Основна творча участь у всіх наукових публікаціях, зроблених у співавторстві, полягає в формуванні ідеї, мети, задач та методики досліджень. Автором безпосередньо створено програмно-апаратний комплекс для імітаційних досліджень електромеханічних систем і взято участь у підготовці та виконанні експериментальних досліджень систем регулювання.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи були представлені на десяти міжнародних науково-технічних конференціях "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика" (м. Алушта, 2001 р., 2003 р., 2005 р., 2008 р., 2009 р., 2010 р.; м. Миколаївка, 2007 р., 2012 р.; м. Одеса, 2006 р., 2011 р.), на міжнародній науково-технічній конференції "Силова електроніка та енергоефективність" (м. Алушта, 2006 р.), на двох міжнародних науково-технічних конференціях "Електромеханічні системи, методи моделювання та оптимізації" (м. Кременчук, 2008 р., 2009 р.), на міжнародній науково-технічній конференції "Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика" (м. Кременчук, 2010 р.), на міжнародній конференції "Compatibility in Power Electronics 2007" (CPE2007, Poland, Gdynia / Gdansk, 29 May - 1 June 2007), на міжнародному симпозіумі "2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics" (ISIE2008, United Kingdom, Cambridge, 30 June - 2 July, 2008), багаторазово у 2004-2010 роках на науковому семінарі "Дискретне регулювання в електромеханічних системах", що проводився в Донецькому національному технічному університеті в рамках семінарів із комплексної проблеми "Наукові основи електроенергетики", які координувалися Інститутом електродинаміки Національної Академії наук України.

Публікації. За темою дисертації опубліковано 32 наукові праці. Із них 30 публікацій здійснено у фахових виданнях України. Дві наукові праці відображено у матеріалах: міжнародної наукової конференції "Compatibility in Power Electronics 2007" (Poland, Gdynia/Gdansk, May 29 - June 1, 2007) і міжнародного симпозіуму "2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics" (Great Britain, Cambridge, 30 June - 2 July, 2008). При цьому 16 публікацій підготовлено без співавторів.

Структура й обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, 7 розділів, висновків, списку використаних джерел зі 199 найменувань та 7 додатків, має 173 рисунки та 37 таблиць. Повний обсяг дисертації становить 325 сторінок, у тому числі основна частина – 277 сторінок, з яких на 18 окремих сторінках розташовано 2 рисунки та 17 таблиць. Список використаних джерел та додатки займають кожен по 24 сторінки.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У першому розділі "Аналіз методів розробок цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів" приділено увагу загальним властивостям електромеханічних об'єктів. Зазначено, що є спільні аспекти регулювання в системах електропривода постійного струму та системах векторного керування електроприводами змінного струму. Основу формування електромагнітного моменту електродвигунів становить моментоутворювальний струм, яким є струм якоря у двигунах постійного струму або поперечна складова статорного струму при векторному керуванні двигунами змінного струму.

Підкреслено дискретний характер регулювання в сучасних електромеханічних системах, обумовлений дискретністю функціонування силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, відповідно до чого здійснюється реалізація алгоритмів регулювання за допомогою цифрових регулювальних пристроїв – мікропроцесорних контролерів. Проаналізовано наявні методи синтезу систем регулювання для електромеханічних об'єктів. Виявлено негативні аспекти методів синтезу цифрових систем регулювання з позицій неперервних систем, більшість з яких не враховують дискретну специфіку регулювання. Здійснено аналіз розробок у галузі електромеханічних систем з урахуванням дискретності їх функціонування. Зроблено висновки щодо недоліків таких розробок, обумовлених некоректним або частковим урахуванням властивостей об'єктів з позицій дискретного регулювання.

Визначено проблемні питання, які потребують вирішення при вдосконаленні теоретичних підґрунть синтезу цифрових систем регулювання для електромеханічних об'єктів, обґрунтовано задачі відповідних наукових досліджень.

У другому розділі "Обґрунтування імпульсних моделей силових перетворювачів електроенергії" подано результати визначення та використання розробленого методу синтезу дискретних математичних моделей силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії. Підґрунтям методу є відоме наближене представлення перетворювачів у вигляді ідеального імпульсного елемента ІЕ з інтервалом дискретності T_{u} та ланки затримки на певний проміжок часу ζT_{u} ($\zeta < 1$), які враховують особливості функціонування конкретного перетворювача (рис. 1). У ланці 1 коефіцієнт k_{u} характеризує властивості перетворювача як підсилювача напруги. Множення на T_{u} компенсує вплив коефіцієнта передачі імпульсного елемента, який дорівнює $1/T_{\text{u}}$.

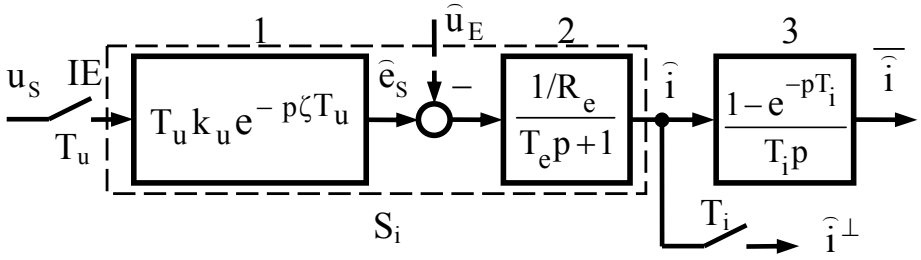


Рисунок 1 - Структурна схема імпульсної моделі силового перетворювача

Ланка 2 відображає електромагнітні властивості кола силового струму на підставі сталої часу $T_e = L_e / R_e$, де L_e та R_e відповідають еквівалентним індуктивності та активному опору силового кола з урахуванням параметрів електродвигуна, підключеного до перетворювача. У моделі відображено можливий варіант вимірювання та регулювання струму за інтервал $T_i = \lambda T_u$ (λ – ціле число), що притаманно сучасним електромеханічним системам. За допомогою ланки 3 враховано перехід від миттєвої ($\hat{i}$) до середньої величини струму $\overline{\hat{i}}$ за інтервал часу T_i. Змінна $\hat{u}_E$ характеризує збурення, які мають місце при функціонуванні перетворювача, зокрема, внутрішні зворотні зв'язки у двигунах як постійного, так і змінного струму.

При постійних параметрах структура (рис. 1) є лінійною імпульсною. Отже, у цьому випадку для аналізу та синтезу систем регулювання з таким представленням перетворювача електроенергії можливо використовувати теорію лінійних імпульсних систем на основі модифікованого z-перетворення.

Для знаходження параметрів моделі запропоновано метод, який полягає в такому: 1) визначення рекурентних співвідношень, які характеризують зв'язок величин миттєвого або середнього струму в дискретні моменти часу $(n-1)T_i$ та nT_i в імпульсній моделі перетворювача та в конкретному силовому перетворювачі; 2) встановлення та аналіз функціональної залежності відносної затримки ζ від керуючого сигналу u_S, величини збурення $\hat{u}_E$ та від електромагнітної сталої часу силового кола T_e з умов однаковості значень миттєвого або середнього струму в зазначені дискретні моменти часу; 3) апроксимація отриманої залежності відносної затримки ζ й аналіз похибок апроксимації з позицій використання імпульсної моделі перетворювача при синтезі систем регулювання. Отже, на основі зіставлення процесів змінення струму в перетворювачах з процесами в імпульсній моделі можуть бути знайдені залежності для параметрів імпульсної моделі, при яких вона з достатньою точністю відповідає реальним перетворювачам і може бути застосована при синтезі систем регулювання з використанням модифікованого z-перетворення.

Імпульсну модель перетворювача (рис. 1) у відносних величинах характеризують рекурентні співвідношення, визначені за умови постійної величини $\hat{u}_E$ упродовж інтервалу T_i:

а) для миттєвого струму

$$\hat{i}_{*[n]} = d_e^{\lambda}\, \hat{i}_{*[n-1]} + c_u\, u_{S*[n-1]} - k_\lambda \hat{I}_{E*} \ ; \qquad (1)$$

б) для середнього струму

$$\overline{\hat{i}}_{*[n]} = (k_\lambda T_e/T_i)\cdot \hat{i}_{*[n-1]} + (1 - c_u T_e/T_i)\cdot u_{S*[n-1]} - (1 - k_\lambda T_e/T_i)\cdot \hat{I}_{E*}\,, \qquad (2)$$

де $\hat{i}_{*[n-1]}, \hat{i}_{*[n]}$ – відносні величини миттєвого струму відповідно на початку та наприкінці інтервалу дискретності T_i; $u_{S*} = u_S k_u/(I_D R_e)$ – відносний керуючий сигнал; I_D – базисна величина струму, що характеризує функціональні особливості перетворювача; $c_u = T_u k_\lambda d_e^{1-\zeta}/[T_e(1-d_e)]$; $k_\lambda = 1 - d_e^{\lambda}$; $\lambda = T_i/T_u$ – кратність інтервалів дискретності; $d_e = \exp(-T_u/T_e)$; $\hat{I}_{E*} = \hat{u}_E/(I_D R_e)$.

На основі запропонованого методу здійснено аналіз відповідності імпульсної моделі перетворювача (рис. 1) типовим силовим перетворювачам електроенергії: а) тиристорному випрямлячу; б) широтно-імпульсному перетворювачу постійної напруги; в) трифазному інвертору напруги.

Властивості тиристорного випрямляча проаналізовано на основі лінеаризованого представлення із заміною у випрямленій ЕРС синусоїдальних відрізків лінійними та розкладанням випрямленої ЕРС на стаціонарну пульсуючу та імпульсну частини при куті керування $\alpha_0 = \pi/2$. Імпульсна складова впливає на змінення струму силового кола та відповідає широтно-імпульсній модуляції, яку характеризує відносна тривалість імпульсу $t_{S*} = t_S/T_u$ при $T_u = 2\pi/m\omega_N$, де m – фазність випрямляча, ω_N – кутова частота напруги мережі живлення.

З'ясовано, що при використанні керування зі змінюваним інтервалом дискретності $T_i = T_u - \Delta T_i \operatorname{sign}(\Delta i)$, де Δi – похибка регулювання струму, силовий струм кола навантаження лінеаризованого випрямляча у дискретні моменти часу характеризують рекурентні співвідношення:

а) для миттєвого струму

$$i_{Li*[n]} = d_e^{1+\Delta T_{i*}} i_{Li*[n-1]} + c_{IV} I_{D*} - c_{EV} I_{E*}\,; \qquad (3)$$

б) для середнього струму відносно інтервалу дискретності $T_i = T_u$

$$\begin{aligned}\overline{i}_{Li*[n]} = {} & T_{e*}(1 - d_e^{1+\Delta T_{i*}})\cdot i_{Li*[n-1]} + \left[t_{S*} - T_{e*} c_{IV}\right]\cdot I_{D*} - \\ & - \left(1 + \Delta T_{i*} - T_{e*} c_{EV}\right)\cdot I_{E*}\,,\end{aligned} \qquad (4)$$

де $T_{e*} = T_e/T_u$; $c_{EV} = 1 - d_e^{1+\Delta T_{i*}}$; $I_D = E_{dm}\cos(\pi/m)/R_e$.

На основі зіставлення середніх величин струму отримано висновок, що лінеаризований тиристорний випрямляч відповідає імпульсній моделі з похибкою, яка не перевищує 1 %, при зміненні параметру ζ за знайденим лінійним законом, що необхідно враховувати при здійсненні керування випрямлячем. Також визначено, що фактичний кут керування слід розраховувати згідно з рівнянням

$$\alpha_{[n]} = \alpha_0 - \arcsin[t_{S*[n]}\cos(\pi/m)]\,. \qquad (5)$$

Можливість використання імпульсної моделі для широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги проаналізовано для таких режимів функціо-

нування перетворювача: 1) асиметричного режиму з формуванням імпульсу відносно початку інтервалу дискретності; 2) симетричного режиму, при якому імпульс формується відносно середини інтервалу дискретності. Обидва режими розглянуто для уніполярного та біполярного формування вихідної напруги.

Змінення миттєвого струму в усіх варіантах функціонування у загальному вигляді описує рекурентне співвідношення

$$i_{*[n]} = d_e^{\lambda}\, i_{*[n-1]} + b_u \cdot \frac{k_\lambda}{1-d_e} I_{D*} - k_\lambda I_{E*} \quad , \qquad (6)$$

де $I_D = U_D / R_e$; U_D – напруга на вході перетворювача.

Коефіцієнт b_u характеризує керуючий вплив у функції відносного керуючого сигналу $u_{S*} = u_S k_u / U_D$ залежно від режиму функціонування перетворювача.

Імпульсна модель (рис. 1) відповідає широтно-імпульсному перетворювачу напруги при зміненні параметра ζ залежно від u_{S*} (рис. 2) в уніполярному симетричному (ζ_{1S}) й асиметричному (ζ_{1A}), а також у біполярному симетричному (ζ_{2S}) й асиметричному (ζ_{2A}) режимах.

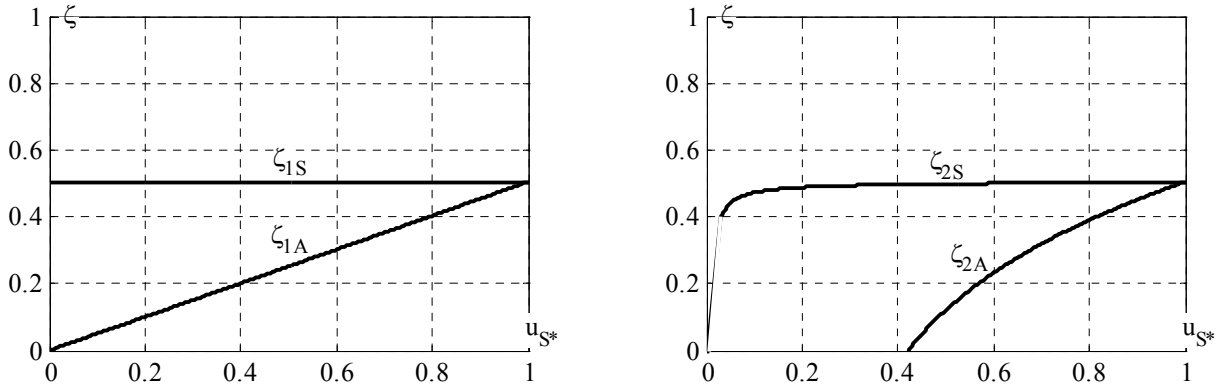


Рисунок 2 - Залежності параметра ζ для різних режимів функціонування широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги

Отже, у результаті зроблено висновок, що тільки в уніполярному симетричному режимі функціонування широтно-імпульсний перетворювач постійної напруги може бути представлений імпульсною моделлю з постійним параметром ζ = 0,5, що позитивно з позицій використання теорії лінійних імпульсних систем для вирішення задач регулювання. Це дало підґрунтя для подальшого аналізу такого варіанту функціонування перетворювача, у результаті чого визначено, що при варіюванні параметрів кола навантаження перетворювача та величини керуючого сигналу відносно миттєвого струму імпульсна модель дає похибку, яка в більшості випадків не перевищує 0,01 %. У найгіршому окремому варіанті похибка становить 0,4 %.

Відносно середнього струму широтно-імпульсний перетворювач напруги характеризує рівняння

$$\overline{i}_{*[n]} = \frac{T_e k_\lambda}{T_i} \cdot i_{*[n-1]} + \left(T_{S*} - \frac{T_e b_u}{T_i} \cdot \frac{k_\lambda}{1-d_e} \right) \cdot I_{D*} - \left(1 - \frac{T_e k_\lambda}{T_i} \right) \cdot I_{E*} . \qquad (7)$$

Зі здійсненого аналізу на підставі виразу (7) випливає більший рівень похибок імпульсної моделі перетворювача відносно середнього струму. Але в основному похибки не перевершують 0,7 %, і тільки при більших значеннях змінної I_{E*} у зоні малих величин струму маємо досягнення похибкою значення в 1 %. Отже, з цих позицій імпульсна модель також може бути застосована при синтезі систем регулювання.

При аналізі процесів змінення струму широтно-імпульсного перетворювача звернуто увагу на той факт, що посередині інтервалу дискретності T_i величина миттєвого струму приблизно дорівнює очікуваному середньому струму за цей інтервал. Це дає низку позитивних можливостей для практичного застосування. По-перше, з упередженням маємо інформацію щодо середнього струму за інтервал дискретності. При цьому є половина інтервалу дискретності для реалізації алгоритму регулювання відносно середнього струму та визначення керуючого впливу на перетворювач, що дає можливість без затримки та обмежень здійснити керування перетворювачем. По-друге, для отримання інформації щодо струму є придатним звичайний аналого-цифровий перетворювач без застосування більш складних вимірювальних пристроїв.

Величину струму посередині інтервалу дискретності T_i визначає співвідношення

$$i_{m*[n]} = \sqrt{d_e^{\lambda}} \cdot i_{*[n-1]} + b_u \cdot \frac{1-\sqrt{d_e^{\lambda}}}{1-d_e} \cdot I_{D*} - \left(1-\sqrt{d_e^{\lambda}}\right) \cdot I_{E*}, \qquad (8)$$

з урахуванням якого, а також приймаючи до уваги роздільну здатність аналого-цифрового перетворювання зроблено висновок, що похибка визначення величини середнього струму як у статичному, так і в динамічному режимах у більшій частині є меншою за роздільну здатність 10-розрядного АЦП, що дає підстави для застосування інформації щодо миттєвого струму посередині інтервалу дискретності при реалізації регулювання.

У роботі також здійснено аналіз трифазного інвертора напруги щодо врахування його властивостей за допомогою імпульсної моделі. Розглянуто формування вихідної напруги інвертора на основі типової просторово-векторної модуляції в ортогональній системі координат. З урахуванням цього визначено рекурентні співвідношення, які характеризують миттєві та середні величини складових струму кола навантаження в дискретні моменти часу:

а) для миттєвого струму

$$i_{x(y)*[n]} = d_e^{\lambda} i_{x(y)*[n-1]} + a_{ux(y)} \cdot \frac{k_\lambda}{1-d_e^2} \cdot I_{D*} - (1-d_e^{\lambda}) \cdot I_{E*}; \qquad (9)$$

б) для середнього струму

$$\overline{i}_{x(y)*[n]} = \frac{T_e k_\lambda}{T_i} \cdot i_{x(y)*[n-1]} + \left(T_u b_{ux(y)} - \frac{T_e a_{ux(y)}}{T_i} \cdot \frac{k_\lambda}{1-d_e^2}\right) \cdot I_{D*} - \left(1 - \frac{T_e k_\lambda}{T_i}\right) \cdot I_{E*}, \qquad (10)$$

де $a_{ux(y)}$, $b_{ux(y)}$ – коефіцієнти, що враховують вплив імпульсів напруги інвертора на формування струму; $I_D = U_D / R_e$; U_D – напруга на вході інвертора.

На основі запропонованого методу при варіаціях параметрів кола навантаження інвертора визначено, що імпульсні моделі відносно ортогональних компонент струму практично відображають функціонування інвертора напруги при параметрі ζ = 0,5. При цьому відносні похибки щодо миттєвого струму у своїй більшості не перевищують 0,1 %. У найгіршому випадку при малому струмі маємо похибку біля 1,4 %. Відносно середнього струму похибки мають більші значення, але в більшій частині діапазону варіювання параметрів кола навантаження похибки знаходяться в межах 1 %.

Аналогічно випадку широтно-імпульсного перетворювача напруги проаналізовано величину миттєвого струму посередині інтервалу дискретності T_{i} на предмет відповідності середньому струму за цей інтервал. У загальному вигляді рівняння для величини струму посередині інтервалу дискретності T_{i} є:

$$i_{\text{x(y)m*[n]}} = \sqrt{d_{\text{e}}^{\lambda}}\, i_{\text{x(y)*[n-1]}} + b_{\text{x(y)m}} I_{\text{D*}} - \left(1 - \sqrt{d_{\text{e}}^{\lambda}}\right) \cdot I_{\text{Ex(y)*}} \cdot \qquad (11)$$

Виконана оцінка похибки відповідності величин струмів на основі рівнянь (10) і (11) з урахуванням можливостей аналого-цифрового перетворення має результат у межах роздільної здатності 10-розрядного АЦП.

У третьому розділі "Синтез дискретних систем управління електромеханічними об'єктами" обґрунтовано методи синтезу багатоконтурних цифрових систем як підпорядкованого регулювання, так і регулювання стану з різними кратними інтервалами дискретності в контурах регулювання.

У загальному випадку цифрова система підпорядкованого регулювання може бути охарактеризована структурною схемою, поданою на рис. 3. У схемі враховано дискретні властивості функціонування силового перетворювача електроенергії за рахунок імпульсного елемента з інтервалом T_{u} та регулювання моментоутворювального струму i, швидкості електропривода ω та певного технологічного параметра x відповідно з дискретністю $T_{\text{i}} = \lambda T_{\text{u}}$, $T_{\omega} = \nu T_{\text{i}}$ та $T_{\text{x}} = \chi T_{\omega}$. До передавальних функцій регуляторів R_{i}, R_{ω}, R_{x} додано передавальні функції екстраполяторів нульового порядку W_{hi}, $W_{\text{h}\omega}$, W_{hx}. Можливі варіанти регулювання середніх величин струму та швидкості відображено елементами усереднення ЕУ з передавальними функціями W_{yi}, $W_{\text{y}\omega}$.

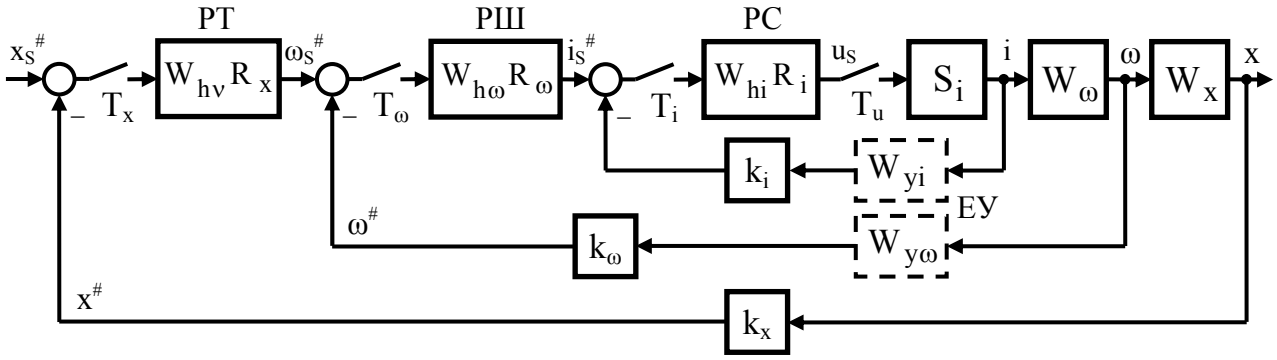


Рисунок 3 - Структурна схема системи підпорядкованого регулювання

Для визначення параметрів регуляторів (рис. 3) запропоновано загальний метод знаходження дискретних математичних моделей відповідних об'єктів

регулювання з урахуванням інтервалу дискретності конкретного регулятора та імпульсного впливу перетворювача електроенергії на електромеханічний об'єкт регулювання. Метод виходить зі структурної схеми, поданої на рис. 4.

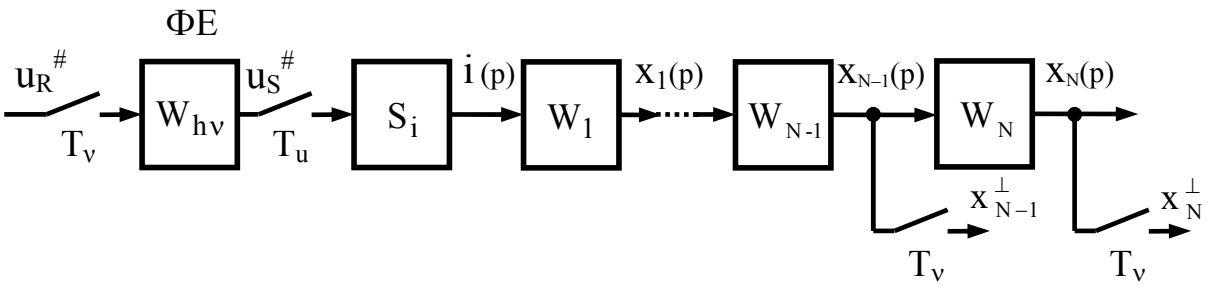


Рисунок 4 - Структурна схема щодо визначення дискретних передавальних функцій об'єкта регулювання

Імпульсний елемент T_u та ланка S_i враховують дискретну модель перетворювачів (рис. 1) і відображають формування моментоутворювального струму електродвигуна. На вхід додається імпульсний елемент T_ν та фіксуючий елемент ФЕ (екстраполятор нульового порядку) з передавальною функцією $W_{h\nu}=(1-e^{-pT_\nu})/p$, які відповідають дискретності функціонування певного контуру регулювання. При цьому дискретні передавальні функції окремих ланок об'єкта знаходимо на основі загальної формули

$$W_N(z_\nu)=\frac{x_N(z_\nu)}{x_{N-1}(z_\nu)}=\frac{x_N(z_\nu)\big/u_R^{\#}(z_\nu)}{x_{N-1}(z_\nu)\big/u_R^{\#}(z_\nu)}=$$
$$=\frac{Z_\nu\{Z_u\{W_{h\nu}(p)\}\cdot Z_u\{S_i(p)\cdot W_1(p)\cdot\ldots\cdot W_N(p)\}}{Z_\nu\{Z_u\{W_{h\nu}(p)\}\cdot Z_u\{S_i(p)\cdot W_1(p)\cdot\ldots\cdot W_{N-1}(p)\}}, \qquad (12)$$

де $Z_u\{\}, Z_\nu\{\}$ – функції модифікованого z-перетворення відповідно для інтервалів дискретності T_u і T_ν.

Після знаходження z-перетворення відносно інтервалу дискретності T_u здійснюємо перехід до z-перетворення для інтервалу дискретності T_ν, розкладаючи отриманий математичний вираз на суму типових дрібно-раціональних функцій з наступним застосуванням відповідностей для z-перетворень з кратними інтервалами дискретності.

Також розроблено спрощений метод визначення моделей об'єктів, який полягає в безпосередньому застосуванні модифікованого z-перетворення, беручи до уваги рис. 5.

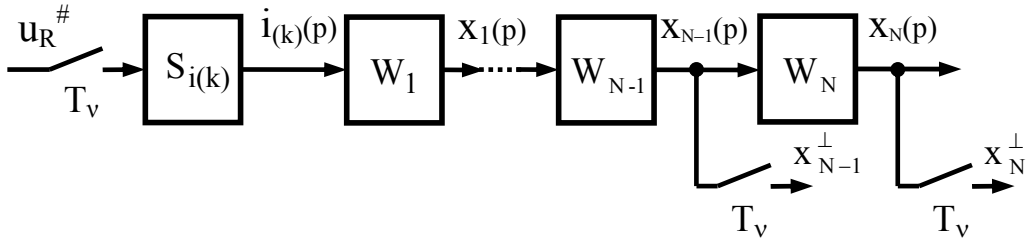


Рисунок 5 - Структурна схема щодо спрощеного визначення дискретних передавальних функцій об'єкта регулювання

При визначенні передавальних функцій ланок об'єкта також виходимо з загальної формули (12), але знаходження передавальної функції від вхідного сигналу u_{R} здійснюємо, враховуючи багатократний вплив імпульсного сигналу з періодом T_{ν} з різним зміщенням $[(k-1)+1]\,T_{\nu}/\nu$ відносно початку інтервалу дискретності T_{ν}. При цьому результуюча передавальна функція на основі принципу суперпозиції дорівнюватиме

$$\mathrm{S}_{\nu\mathrm{N}}(\mathrm{z}_{\nu}) = \sum_{\mathrm{k}=1}^{\nu} \mathrm{S}_{\mathrm{N(k)}} \,. \tag{13}$$

де $\mathrm{S}_{\mathrm{N(k)}}$ – передавальні функції, що відповідають впливу k-го зміщеного δ-імпульсу.

Спрощений метод потребує меншої кількості математичних перетворень, але не може бути застосований за наявності додаткової затримки $T_{\mathrm{Z}} = \kappa T_{\mathrm{u}}$ при керуванні силовим перетворювачем.

У роботі на основі умов забезпечення однакового коефіцієнту передачі у сталому режимі та однакової суми дискретних значень перехідних функцій обґрунтовано спрощення дискретних передавальних функцій ланок об'єктів регулювання у відповідності з виразом

$$\mathrm{W(z)} = \frac{q_0 + q_1 \mathrm{z}^{-1} + q_2 \mathrm{z}^{-2}}{1 + p_1 \mathrm{z}^{-1}} \approx \begin{cases} r_0 + r_1 \mathrm{z}^{-1} \\ s_1 \mathrm{z}^{-1} + s_2 \mathrm{z}^{-2} \end{cases}, \tag{14}$$

де

$r_0 = [q_0(2\theta_1 + \theta_2) + q_1\theta_1 - q_2\theta_2]/(1+p_1)$; $r_1 = [-q_0\theta_1 + q_1\theta_2 + q_2(\theta_1 + 2\theta_2)]/(1+p_1)$;

$s_1 = 2r_0 + r_1$; $s_2 = -r_0$; $\theta_1 = p_1/(1+p_1)$; $\theta_2 = 1/(1+p_1)$.

Таке спрощення у першому випадку забезпечує зниження порядку передавальних функцій об'єктів, а у другому випадку дозволяє уникнути алгебраїчних петель у структурах дискретних математичних моделей об'єктів.

У цьому розділі подані теоретичні підґрунтя визначення параметрів цифрових регуляторів відносно до необхідної швидкодії регулювання на основі трьох основних варіантів: 1) регулювання з максимально можливою швидкодією при кінцевій тривалості перехідного процесу; 2) аперіодичного регулювання із заданою швидкодією; 3) регулювання з показниками якості, що відповідають модульному критерію.

У роботі запропоновано метод синтезу регуляторів та спостерігачів стану об'єктів з пружною кінематикою на основі лінійного перетворення простору станів, яке забезпечує отримання еквівалентної каскадної структури системи. Це дозволяє замість вирішення системи оптимізаційних рівнянь, що в символьному вигляді практично не може бути реалізовано, здійснювати покрокове визначення параметрів кожного з каскадних контурів на основі обраного критерію оптимізації з наступним зворотним перетворенням, у результаті чого знаходимо вирази для параметрів регуляторів або спостерігачів стану.

Розроблений метод виходить із структурної схеми дискретної системи регулювання стану об'єктів у загальному векторно-матричному вигляді (рис. 6), де маємо вектор змінних стану **X**, матрицю коефіцієнтів об'єкта регулювання **A**, вектори керування **B**, виходу **C** та коефіцієнтів регулятора стану $\mathbf{K}_x$.

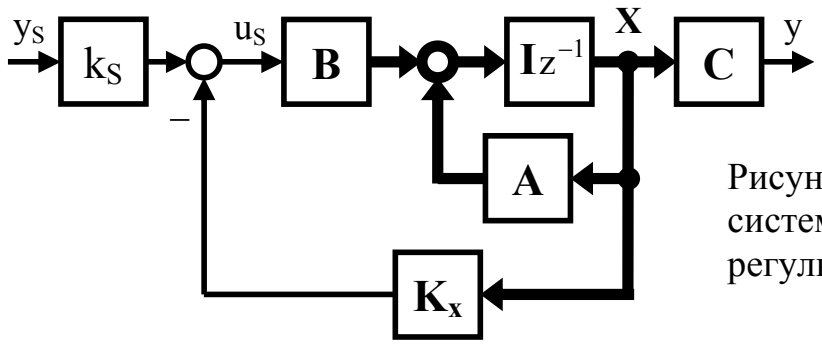


Рисунок 6 - Структурна схема системи дискретного регулювання в просторі станів

Каскадній структурі системи, яка являє собою низку "вкладених" контурів регулювання, відповідає рис. 7. Динамічні властивості такої системи залежать від коефіцієнтів $k_{к1}$, $k_{к2}, \ldots k_{кN}$, які можливо визначити послідовною оптимізацією контурів, починаючи з внутрішнього контуру, подібно до систем підпорядкованого регулювання.

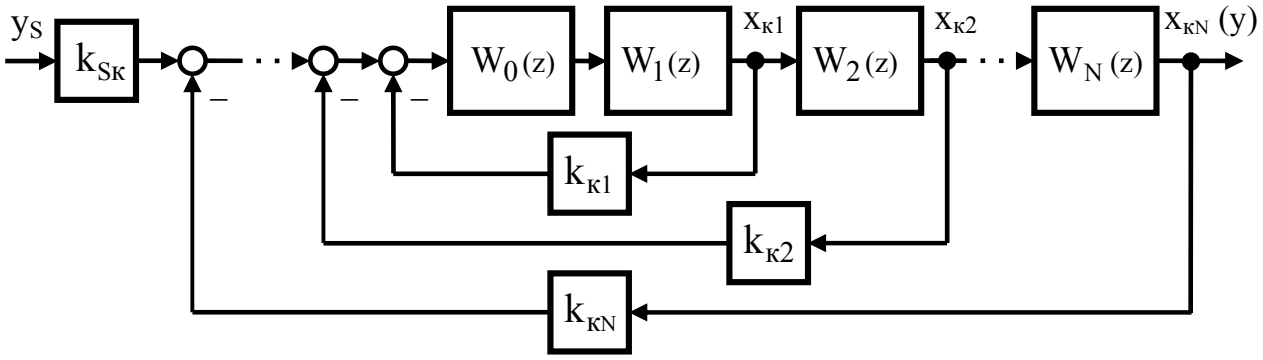


Рисунок 7 - Узагальнена структурна схема каскадної системи

Систему можна представити у векторно-матричному вигляді, аналогічному рис. 6, з іншими вектором змінних стану $\mathbf{X}_к$, матрицею коефіцієнтів об'єкта регулювання $\mathbf{A}_к$, векторами керування $\mathbf{B}_к$, виходу $\mathbf{C}_к$ та коефіцієнтів регулятора стану $\mathbf{K}_к$. Основною відмінністю каскадної структури є те, що матриця $\mathbf{A}_к$ є верхньою трикутною матрицею. Це свідчить про відсутність перехресних зв'язків у об'єкті регулювання, які мають місце в системах з пружною кінематикою.

Перехід до каскадної структури виконуємо на основі лінійного матричного перетворення, для якого є дійсними такі співвідношення:

$$\begin{aligned}
&\mathbf{X}_К = \mathbf{T}_X \mathbf{X}\ ; \quad \mathbf{X}_К(z) = z^{-1}\mathbf{T}_X(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}_X)\mathbf{T}_X^{-1}\mathbf{X}_К(z)\ ;\\
&\mathbf{T}_X(\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}_X) = (\mathbf{A}_К - \mathbf{B}_К\mathbf{K}_К)\mathbf{T}_X\ ;\\
&y(z) = \mathbf{C}_К\mathbf{X}_К(z)\ ; \quad \mathbf{C}_К = \mathbf{C}\mathbf{T}_X^{-1}\ ,
\end{aligned} \tag{15}$$

де $\mathbf{T}_X$ – матриця перетворення простору станів системи регулювання.

Для визначення вектора коефіцієнтів $\mathbf{K}_{\text{к}}$ оптимізуємо каскадну структуру, наприклад, на основі модульного критерію, починаючи з внутрішнього контуру (рис. 7) та враховуючи, що передавальні функції контурів у загальному вигляді відповідають виразу

$$\mathbf{C}_{\text{KN}}\left[z\mathbf{I}-\left(\mathbf{A}_{\text{KN}}-\mathbf{B}_{\text{KN}}\,\mathbf{K}_{\text{KN}}\right)\right]^{-1}\mathbf{B}_{\text{KN}}=\frac{r_\ell z^{\ell}+r_{\ell-1}z^{\ell-1}+\ldots+r_2z^2+r_1z+r_0}{q_{\text{m}}z^{\text{m}}+q_{\text{m}-1}z^{\text{m}-1}+\ldots+q_2z^2+q_1z+q_0}. \qquad (16)$$

У результаті на основі визначених коефіцієнтів каскадної структури з урахуванням матриці перетворення простору станів $\mathbf{T}_{\text{X}}$ знаходимо вирази для коефіцієнтів регулятора стану, що забезпечують динамічні властивості вихідної системи регулювання відповідно до обраних критеріїв.

Ураховуючи положення теорії автоматичного регулювання щодо синтезу спостерігачів стану, обґрунтовано, що такий саме підхід є дійсним для визначення коефіцієнтів коректувальних зв'язків спостерігачів.

У роботі розглянуто питання реалізації регуляторів з інтегральною складовою з урахуванням можливого обмеження вихідного сигналу. У загальному вигляді передавальну функцію таких регуляторів характеризує вираз

$$R(\text{z})=\frac{u}{\Delta y}=\frac{q_0+q_1\text{z}^{-1}+q_2\text{z}^{-2}+\ldots+q_{\text{m}}\text{z}^{-\text{m}}}{(1+p_1\text{z}^{-1}+p_2\text{z}^{-2}+\ldots+p_\ell\,\text{z}^{-\ell})\cdot(1-\text{z}^{-1})}, \qquad (17)$$

де u – вихідний сигнал регулятора; $\Delta y=(y_{\text{S}}-y)$ – похибка регулювання.

Для здійснення коректного обмеження вихідного сигналу виділяємо інтегральну частину. При цьому матимемо

$$\frac{u}{\nabla u}=\frac{1}{1-\text{z}^{-1}};\quad \frac{\nabla u}{\Delta y}=\frac{q_0+q_1\text{z}^{-1}+q_2\text{z}^{-2}+\ldots+q_{\text{m}}\text{z}^{-\text{m}}}{1+p_1\text{z}^{-1}+p_2\text{z}^{-2}+\ldots+p_\ell\,\text{z}^{-\ell}}, \qquad (18)$$

де $\nabla u=(u_{[\text{n}]}-u_{[\text{n}-1]})$ – прирощення інтегральної складової.

Вихідна інтегральна ланка регулятора з обмеженням сигналу реалізується відповідно до схеми, поданої на рис. 8.

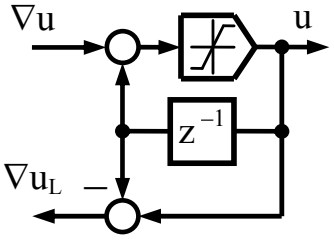


Рисунок 8 - Структурна схема реалізації інтегральної частини регулятора з обмеженням вихідного сигналу

При відсутності обмеження вихідного сигналу ∇u та ∇u_{L} мають однакові величини. Виникненню обмеження відповідає нерівність $\nabla u_{\text{L}} < \nabla u$. Величина ∇u_{L} характеризує фіктивне мінімальне значення прирощення інтегральної складової, яке обумовила би досягнення вихідним сигналом рівня обмеження. Для коректного функціонування регулятора необхідно при реалізації алгоритму регулювання враховувати ∇u_{L} замість фактичної величини ∇u.

На підставі виразу (18) фіктивному значення ∇u_{L} відповідатиме фіктивна величина похибки регулювання Δy_{L}, яку визначає рекурентне рівняння

$$\Delta y_{\mathrm{L[n]}} = \frac{1}{q_0}\cdot\left(\nabla u_{\mathrm{L[n]}} + p_1\nabla u_{\mathrm{[n\text{-}1]}} + p_2\nabla u_{\mathrm{[n\text{-}2]}} + \ldots + p_\ell\,\nabla u_{\mathrm{[n\text{-}\ell]}} - \right.$$
$$\left. - q_1\Delta y_{\mathrm{[n\text{-}1]}} - q_2\Delta y_{\mathrm{[n\text{-}2]}} - \ldots - q_{\mathrm{m}}\Delta y_{\mathrm{[n\text{-}m]}}\right). \qquad (19)$$

Застосування при реалізації регулювання розрахованих значень ∇u_{L} та Δy_{L} забезпечує коректне функціонування регулятора при виникненні обмеження вихідного сигналу.

У четвертому розділі "Регулювання моментоутворювального струму в системах електропривода" на основі імпульсної моделі перетворювачів електроенергії, обґрунтованої в розділі 2, та із застосуванням запропонованого методу синтезовано дискретні математичні моделі для об'єктів регулювання струму при кратних інтервалах дискретності регулювання струму та функціонування силового перетворювача для варіантів реалізації зворотного зв'язку за миттєвою та середньою величиною струму. У результаті з урахуванням можливої додаткової затримки при керуванні перетворювачем $T_{\mathrm{Z}} = \kappa T_{\mathrm{u}}$ маємо передавальні функції:

а) для миттєвого струму

$$S_{\mathrm{i}}(\mathrm{z_i}) = \frac{i(\mathrm{z_i})}{u_{\mathrm{R}}^{\#}(\mathrm{z_i})} = \frac{k_{\mathrm{u}}}{R_{\mathrm{e}}}\cdot\frac{d_1\mathrm{z_i}^{-1} + d_2\mathrm{z_i}^{-2}}{1 - d_{\mathrm{e}}^{\lambda}\mathrm{z_i}^{-1}}, \qquad (20)$$

де $d_1 = T_{\mathrm{u}}d_{\mathrm{e}}^{\mu}(1 - d_{\mathrm{e}}^{\lambda-\kappa})/[T_{\mathrm{e}}(1-d_{\mathrm{e}})]$; $d_2 = T_{\mathrm{u}}d_{\mathrm{e}}^{\mu}(d_{\mathrm{e}}^{\lambda-\kappa} - d_{\mathrm{e}}^{\lambda})/[T_{\mathrm{e}}(1-d_{\mathrm{e}})]$;

б) для середнього струму

$$S_{\mathrm{i}}(\mathrm{z_i}) = \frac{\overline{i}\,(\mathrm{z_i})}{u_{\mathrm{R}}^{\#}(\mathrm{z_i})} = \frac{k_{\mathrm{u}}}{R_{\mathrm{e}}}\cdot\frac{f_1\mathrm{z_i}^{-1} + f_2\mathrm{z_i}^{-2} + f_3\mathrm{z_i}^{-3}}{1 - d_{\mathrm{e}}^{\lambda}\mathrm{z_i}^{-1}}, \qquad (21)$$

де $f_1 = \frac{\lambda-\kappa}{\lambda} - \frac{d_{\mathrm{e}}^{\mu}(1-d_{\mathrm{e}}^{\lambda-\kappa})}{\lambda(1-d_{\mathrm{e}})}$; $f_2 = \frac{\kappa - d_{\mathrm{e}}^{\lambda}(\lambda-\kappa)}{\lambda} + \frac{d_{\mathrm{e}}^{\mu}(1-2d_{\mathrm{e}}^{\lambda-\kappa}+d_{\mathrm{e}}^{\lambda})}{\lambda(1-d_{\mathrm{e}})}$;

$f_3 = \frac{d_{\mathrm{e}}^{\mu}(d_{\mathrm{e}}^{\lambda-\kappa} - d_{\mathrm{e}}^{\lambda})}{\lambda(1-d_{\mathrm{e}})} - \frac{\kappa d_{\mathrm{e}}^{\lambda}}{\lambda}$; $\mu = 1-\zeta$; $\mathrm{z_i} = \mathrm{e}^{pT_{\mathrm{i}}}$.

Регулятор струму в узагальненій формі характеризує вираз

$$R_{\mathrm{i}}(\mathrm{z_i}) = \frac{u_{\mathrm{R}}^{\#}(\mathrm{z_i})}{\Delta i^{\#}(\mathrm{z_i})} = k_{\mathrm{Ri}}\cdot\frac{1 - d_{\mathrm{e}}^{\lambda}\mathrm{z_i}^{-1}}{(1 + p_{\mathrm{R1}}\mathrm{z_i}^{-1} + p_{\mathrm{R2}}\mathrm{z_i}^{-2})\cdot(1-\mathrm{z_i}^{-1})}. \qquad (22)$$

Визначено параметри регулятора (табл. 1) на основі критеріїв оптимізації, розглянутих у розділі 3. У табл. 1 позначено: k_{i} – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом; $d_\Sigma = d_1 + d_2$; $f_\Sigma = f_1 + f_2 + f_3$.

Таблиця 1 - Вирази для параметрів регулятора струму

Різновид процесу регулювання	Пара-метри	Різновид зворотного зв'язку	
		за миттєвим струмом	за середнім струмом
Процес кінцевої тривалості з максимальною швидкодією	k_{Ri}	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} d_{\Sigma}}$	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} f_{\Sigma}}$
	p_{R1}	d_2 / d_{Σ}	$(f_2 + f_3) / f_{\Sigma}$
	p_{R2}	0	f_3 / f_{Σ}
Аперіодичний процес $d_{\mathrm{a}} = \exp(-T_{\mathrm{i}} / T_{\mathrm{a}})$ (T_{a} – стала часу аперіодичного процесу)	k_{Ri}	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}(1-d_{\mathrm{a}})}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} d_{\Sigma}}$	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}(1-d_{\mathrm{a}})}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} f_{\Sigma}}$
	p_{R1}	$d_2(1-d_{\mathrm{a}}) / d_{\Sigma}$	$(f_2 + f_3) \cdot (1-d_{\mathrm{a}}) / f_{\Sigma}$
	p_{R2}	0	$f_3(1-d_{\mathrm{a}}) / f_{\Sigma}$
Процес за модульним критерієм	k_{Ri}	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} (d_1 + 3 d_2)}$	$\dfrac{R_{\mathrm{e}}}{k_{\mathrm{u}} k_{\mathrm{i}} (f_1 + 3 f_2 + 5 f_3)}$
	p_{R1}	0	0
	p_{R2}	0	0

Реалізацію регулятора струму з обмеженням виходу подано на рис. 9.

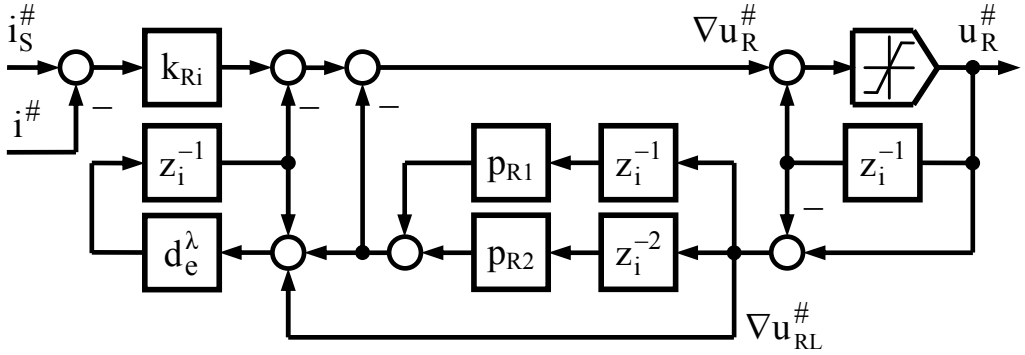


Рисунок 9 - Структурна схема реалізації регулятора струму з обмеженням вихідного сигналу

Коректність результатів синтезу підтверджено шляхом комп'ютерного моделювання процесів регулювання: а) струму якоря електродвигуна постійного струму при живленні від тиристорного випрямляча та широтно-імпульсного перетворювача напруги; б) ортогональних компонент струму статора асинхронного двигуна при живленні від трифазного інвертора напруги. При моделюванні враховано особливості типових перетворювачів електроенергії як об'єктів керування. Результати синтезу регулятора струму перевірено при експериментальних дослідженнях процесів регулювання.

Виконані дослідження регулювання струму підтвердили адекватність обґрунтування імпульсних моделей перетворювачів електроенергії та коректність запропонованого методу визначення дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів. Крім того, результати досліджень дали підстави

для узагальненого врахування динамічних властивостей формування електромагнітного моменту електродвигунів при синтезі цифрових регуляторів швидкості електропривода.

У п'ятому розділі "Дискретне регулювання швидкості та положення в електромеханічних системах", по-перше, визначено дискретні математичні моделі для об'єктів регулювання відносно миттєвої та середньої величини швидкості при кратних інтервалах дискретності регулювання швидкості та моментоутворювального струму електродвигунів.

Моделі для одномасового варіанту об'єкта характеризують передавальні функції:

а) зв'язок миттєвої швидкості з миттєвим або середнім струмом:

$$W_{\omega}(z_{\omega}) = \frac{\omega(z_{\omega})}{i(z_{\omega})} = \frac{T_{\omega}}{T_{\text{J}}\, c_{\omega 0}} \cdot \frac{c_{\omega 1} + c_{\omega 2}\, z_{\omega}^{-1}}{1 - z_{\omega}^{-1}}; \quad W_{\omega}(z_{\omega}) = \frac{\omega(z_{\omega})}{\overline{i}(z_{\omega})} = \frac{T_{\omega}}{T_{\text{J}}} \cdot \frac{1}{1 - z_{\omega}^{-1}}, \qquad (23)$$

де $T_{\omega} = \lambda \nu T_{\text{u}}$ – інтервал дискретності регулювання швидкості привода;

$T_{\text{J}} = J_{\Sigma} / C_{\text{д}}$ – стала часу інтегрування; $C_{\text{д}}$ – конструктивний параметр двигуна; J_{Σ} – сумарний момент інерції електропривода; $z_{\omega} = \exp(pT_{\omega})$;

$$c_{\omega 0} = \frac{T_{\text{u}} d_{\text{e}}^{\mu}(1 - d_{\text{e}}^{\lambda\nu})}{T_{\text{e}}(1 - d_{\text{e}})}; \; c_{\omega 1} = 1 - \frac{d_{\text{e}}^{\mu}(1 - d_{\text{e}}^{\lambda\nu})}{\lambda\nu(1 - d_{\text{e}})}; \; c_{\omega 2} = \frac{d_{\text{e}}^{\mu}(1 - d_{\text{e}}^{\lambda\nu})}{\lambda\nu(1 - d_{\text{e}})} - d_{\text{e}}^{\lambda\nu}.$$

б) зв'язок середньої та миттєвої швидкості

$$W_{\text{y}}(z_{\omega}) = \frac{\overline{\omega}(z_{\omega})}{\omega(z_{\omega})} = \frac{q_{\omega 0} + q_{\omega 1} z_{\omega}^{-1} + q_{\omega 2} z_{\omega}^{-2}}{1 + p_{\omega 1} z_{\omega}^{-1}} \cong r_{\omega 0} + r_{\omega 1} z_{\omega}^{-1}, \qquad (24)$$

де $r_{\omega 0} = \frac{1}{2} - \delta r_{\omega}$; $r_{\omega 1} = \frac{1}{2} + \delta r_{\omega}$; $\delta r_{\omega} = \frac{T_{\text{e}}}{\lambda\nu T_{\text{u}}} - \frac{2 d_{\text{e}}^{\mu} - (1 - 2\mu)\cdot(1 - d_{\text{e}})}{2\lambda\nu(1 - d_{\text{e}})}$.

При визначенні передавальної функції (24) застосовано спрощення (14), обґрунтоване в розділі 3, похибка від якого не перевищує 0,2 % при типових параметрах електроприводів.

З метою визначення узагальненого математичного опису динамічних властивостей формування електромагнітного моменту електродвигунів виконано синтез пропорційного регулятора швидкості одномасового об'єкта для системи підпорядкованого регулювання з різною настройкою контуру регулювання струму. На основі цього обґрунтовано узагальнене представлення замкненого контуру регулювання моментоутворювального струму як дискретної аперіодичної ланки у вигляді

$$K_{\text{i}}(z_{\omega}) = \frac{\overline{i}(z_{\omega})}{i_{\text{S}}^{\#}(z_{\omega})} = \frac{1}{k_{\text{i}}} \cdot \frac{k_{\text{a}1} z_{\omega}^{-1} + k_{\text{a}2} z_{\omega}^{-2} + k_{\text{a}3} z_{\omega}^{-3}}{1 - d_{\text{a}}^{\nu} z_{\omega}^{-1}}, \qquad (25)$$

де коефіцієнти $k_{\text{a}1}$, $k_{\text{a}2}$, $k_{\text{a}3}$ функціонально залежать від параметрів f_1, f_2, f_3 та d_{a}, які визначають коефіцієнти регулятора струму.

Параметр d_{a} передавальної функції (25) характеризує швидкодію регулювання струму: а) у випадку аперіодичного регулювання – $d_{\mathrm{a}} = \exp(-T_{\mathrm{i}} / T_{\mathrm{a}})$; б) у разі визначення параметрів регулятора струму за модульним критерієм – $d_{\mathrm{a}} = (f_2 + 2f_3) / (f_1 + 2f_2 + 3f_3)$; в) при максимальній швидкодії – $d_{\mathrm{a}} = 0$. Отже, здійснення синтезу регулятора швидкості електропривода з урахуванням передавальної функції (25) дозволяє одержувати параметри регулятора в загальному вигляді, який відповідатиме будь-якій швидкодії регулювання моментоутворювального струму та будь-якій кратності інтервалів дискретності регулювання струму та швидкості.

Одержаний дискретний математичний опис об'єкта в контурі регулювання швидкості враховано при синтезі варіантів відповідного регулятора з коефіцієнтом пропорційної частини:

а) при зворотному зв'язку за миттєвою швидкістю

$$k_{\mathrm{R}\omega} = \frac{k_{\mathrm{i}}}{k_{\mathrm{J}} k_{\omega}} \cdot \frac{\nu f_{\Sigma}(1 - d_{\mathrm{a}})}{\nu f_{\Sigma}(1 - d_{\mathrm{a}}) + 2[\, f_1 + f_2(2 - d_{\mathrm{a}}) + f_3(3 - 2d_{\mathrm{a}})]}; \qquad (26)$$

б) при зворотному зв'язку за середньою швидкістю

$$k_{\mathrm{R}\omega} = \frac{k_{\mathrm{i}}}{k_{\mathrm{J}} k_{\omega}} \cdot \frac{\nu f_{\Sigma}(1 - d_{\mathrm{a}})}{2[\nu f_{\Sigma}(1 - d_{\mathrm{a}}) + f_1 + f_2(2 - d_{\mathrm{a}}) + f_3(3 - 2d_{\mathrm{a}})]}, \qquad (27)$$

де $k_{\mathrm{R}\omega}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю; $k_{\mathrm{J}} = T_{\omega} / T_{\mathrm{J}}$.

Інтегральна частина регулятора швидкості відповідає модульному критерію у разі будь-якого варіанта зворотного зв'язка за швидкістю при сталій інтегрування

$$T_{\mathrm{R}\omega} = \left(\frac{2 k_{\mathrm{i}}}{k_{\mathrm{J}} k_{\omega} k_{\mathrm{R}\omega}} - 1 \right) \cdot T_{\omega}. \qquad (28)$$

Коректність результатів визначення параметрів регулятора швидкості підтверджено комп'ютерним моделюванням системи та експериментальними дослідженнями. Приклад реалізації пропорційно-інтегрального регулятора швидкості з обмеженням вихідного сигналу подано на рис. 10.

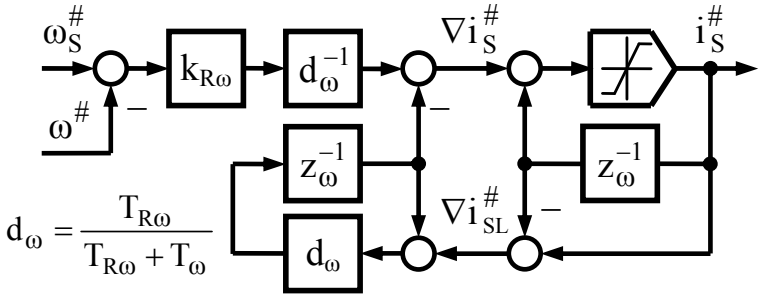


Рисунок 10 - Структурна схема реалізації пропорційно-інтегрального регулятора швидкості з обмеженням вихідного сигналу

Запропоновані методи синтезу цифрових систем регулювання апробовано при синтезі регулятора та спостерігача стану електромеханічного об'єкту з пружною кінематикою. При цьому одержано дискретну математичну модель двомасового електромеханічного об'єкта при інтервалі дискретності $T_{\nu} = \nu T_{\mathrm{i}}$, з урахуванням якої розглянуто систему регулювання стану об'єкта (рис. 11).

У моделі об'єкта маємо коефіцієнти: $k_{J1} = T_\nu M_Б / J_1 \omega_Б$, $k_c = c_{12} T_\nu \omega_Б / M_Б$, $k_{J2} = T_\nu M_Б / J_2 \omega_Б$, де J_1 та J_2 – моменти інерції відповідно двигуна та механізму, c_{12} – коефіцієнт жорсткості пружної кінематичної передачі, $\omega_Б$ та $M_Б$ – базові величини відповідно кутової швидкості та моменту електродвигуна.

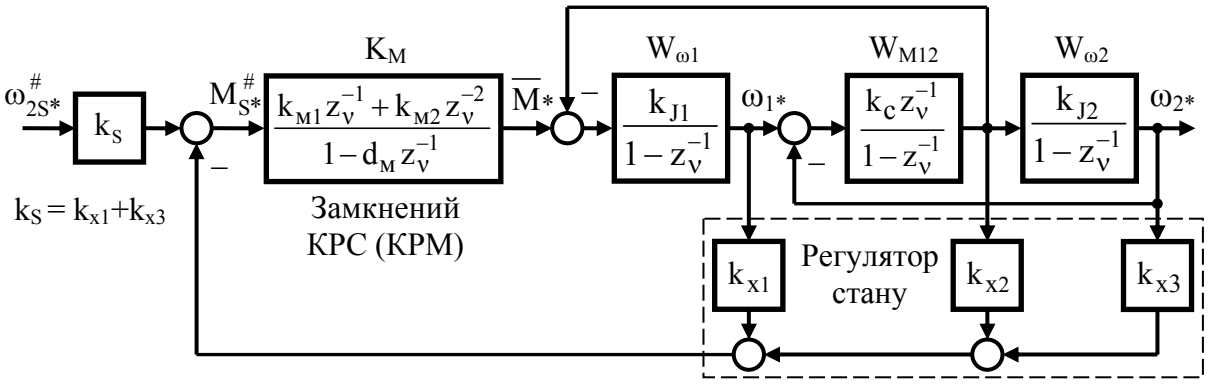


Рисунок 11 - Структурна схема системи регулювання стану електромеханічного об'єкта

У схемі враховано формування середньої величини обертального моменту електропривода $\overline{M}$ у вигляді дискретної аперіодичної ланки K_M, яка відповідає узагальненим динамічним властивостям регулювання моменто-утворювального струму згідно передавальної функції (25). При обранні базової величини струму як $i_Б = M_Б / C_Д$ матимемо у відносному вигляді $i_* = M_*$. При цьому $k_{м1} = k_{a1}$, $k_{м2} = k_{a2}$, $k_{a3} = 0$, $d_м = exp(T_\nu / T_m) = d_a^{\lambda\nu}$. З позицій запропонованого методу синтезу регуляторів стану вирішено задачу з визначення коефіцієнтів регулятора k_{x1}, k_{x2} та k_{x3}, які відповідають модульному критерію й забезпечують відповідні динамічні властивості регулювання швидкості механізму ω_2. Це здійснено шляхом лінійного перетворення простору станів системи з одержанням каскадної структури (рис. 12), для якої знайдено коефіцієнти коректувальних зв'язків $k_{к1}$, $k_{к2}$ та $k_{к3}$ на основі поконтурної оптимізації. З умов перетворення простору станів визначено залежності коефіцієнтів k_{x1}, k_{x2} та k_{x3} від коефіцієнтів $k_{к1}$, $k_{к2}$ та $k_{к3}$.

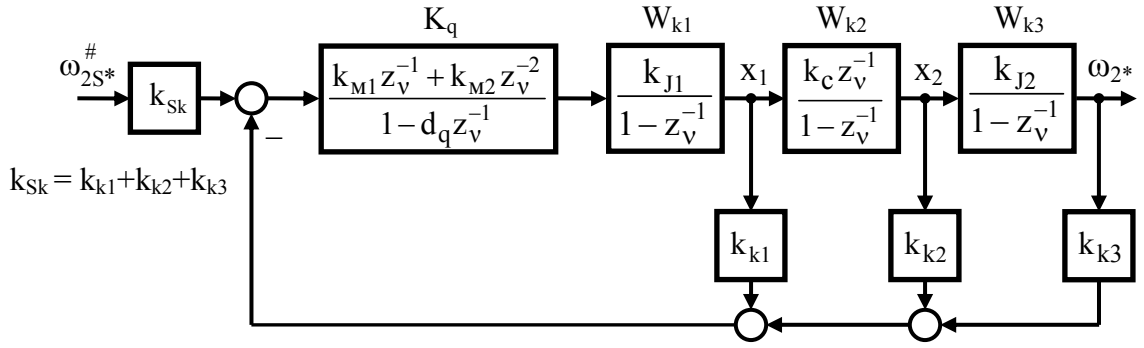


Рисунок 12 - Структурна схема каскадної системи

Розглянуто питання ідентифікації змінних стану двомасового об'єкта за допомогою спостерігача стану (рис. 13), який побудовано на основі синтезованої дискретної моделі.

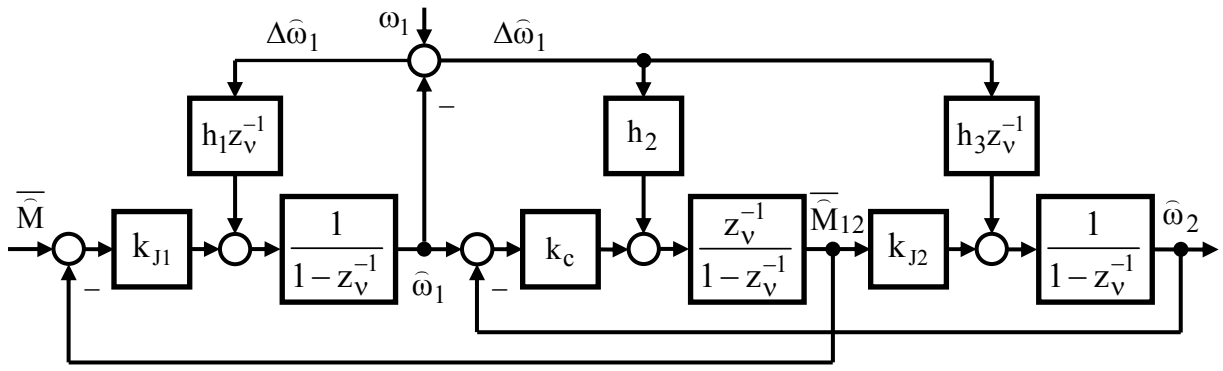


Рисунок 13 - Структурна схема спостерігача стану двомасового об'єкта

Визначення параметрів коректувальних ланок h_1, h_2 та h_3 (рис. 13) здійснено за тим самим методом, що й оптимізацію регулятора стану, виконуючи матричні перетворення з одержанням каскадної структури. У результаті маємо динамічні властивості спостерігача, які відповідають модульному критерію оптимізації.

Розроблені методи синтезу цифрових систем регулювання також було перевірено на основі системи позиційного електропривода з одержанням позитивних результатів при комп'ютерному моделюванні та експериментальних дослідженнях електромеханічних систем.

Проаналізовано можливість використання результатів синтезу систем регулювання швидкості з одно- та двомасовим електромеханічними об'єктами як неперервних систем при здійсненні дискретного регулювання. Визначено, що наближене врахування дискретних властивостей реальних систем можливе, якщо виходити з фіктивної збільшеної сталої часу регулювання обертального моменту двигуна, яку розраховувати згідно умов:

$$T_\Sigma = T_\mu + T_E + T_З + T_У \;;\; T_E = T_\omega / 2 \;;\quad T_З = \zeta T_u / 2 \;;\quad T_У = T_\omega / 2 \,, \qquad (29)$$

де T_μ – стала часу, що характеризує фактичну швидкодію регулювання обертального моменту двигуна; T_E, $T_З$, $T_У$ – параметри, які враховують відповідно екстраполяцію завдання на моментоутворювальний струм, затримку в силовому перетворювачі та усереднення при вимірюванні швидкості.

Порівняльну оцінку динамічних властивостей регулювання швидкості при визначенні параметрів регуляторів з позицій неперервних і дискретних систем здійснено на основі інтегрально-квадратичного показника якості регулювання Q і розбіжності δQ:

$$Q = \int_0^{t_Q} \left(\Delta\omega^2 + T_q^2 \Delta\dot{\omega}^2 \right) dt \;; \qquad \delta Q = \frac{Q_d - Q_c}{Q_d} \cdot 100\% \,, \qquad (30)$$

де $\Delta\omega$, $\Delta\dot{\omega}$ – відповідно похибка за швидкістю та її похідна в процесі регулювання; T_q – ваговий коефіцієнт урахування похідної від похибки за швидкістю; t_Q – час процесу регулювання, за який визначається показник Q; Q_c, Q_d – інтегральні показники якості регулювання відповідно при наближеному та більш точному визначенні параметрів регулятора швидкості.

У результаті, виходячи з розбіжності δQ на рівні 2 %, зроблено висновок, що у випадку одномасового об'єкта та визначення параметрів регуляторів за модульним критерієм динамічні властивості регулювання швидкості є практично однаковими при пропорційному регуляторі, однак процеси регулювання на основі пропорційно-інтегрального регулятора є близькими лише при сталій часу формування обертального моменту двигуна T_{m}, яка перевищує величину інтервалу дискретності регулювання швидкості T_{ω}, тобто при відносно повільному регулюванні обертального моменту двигуна.

Для системи регулювання стану двомасового об'єкта параметри регулятора в неперервному варіанті було визначено з урахуванням умов (26) методом подвійних співвідношень, який фактично відповідає модульному критерію. При цьому порівняння динамічних характеристик регулювання, отриманих у разі неперервного та дискретного варіантів синтезу регулятора стану, засвідчило, що розбіжність δQ меншою за 2 % матимемо так само при $T_{\text{m}} \geq T_{\text{v}}$.

У шостому розділі "Використання розроблених методів синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів" розглянуто результати вирішення низки задач покращення функціональних властивостей електромеханічних систем на основі ідентифікації невимірних змінних об'єктів регулювання, реалізації автоматичного настроювання систем регулювання, синтезу регуляторів для нелінійних об'єктів.

Відображено результати розробки системи електропривода з автоматичним настроюванням регулятора швидкості з визначенням коефіцієнта $k_{\text{R}\omega}$ за допомогою фазі-ідентифікатора (рис. 14). Основою ідентифікатора є спостерігач СН, у якому враховано дискретні передавальні функції, що характеризують одномасовий об'єкт регулювання при наявності фільтра у зворотному зв'язку за швидкістю. Вхідними змінними спостерігача є середній моментоутворювальний струм $i^{\#}$ та миттєва швидкість електропривода $\omega^{\#}$. Параметри коректувальних ланок $k_{\text{к}}$ та $T_{\text{к}}$ відповідають модульному критерію оптимізації.

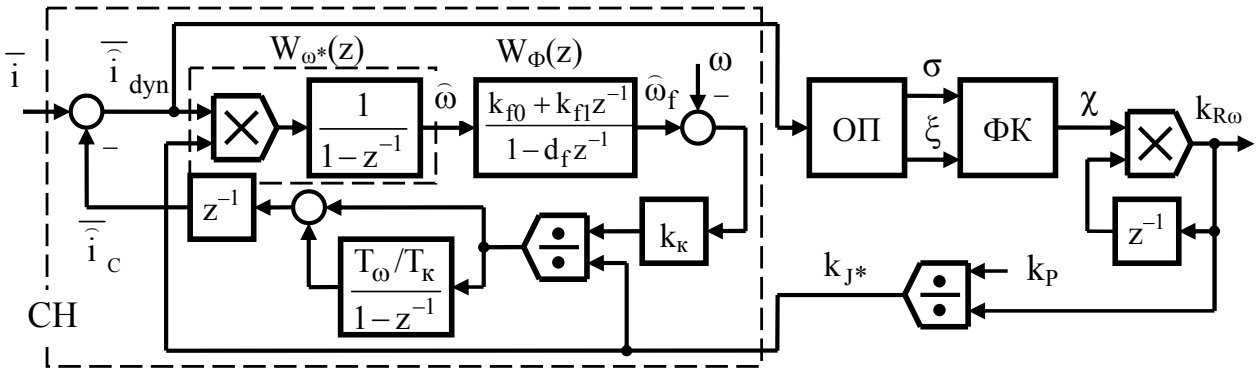


Рисунок 14 - Структурно-функціональна схема фазі-ідентифікатора

Спостерігач здійснює ідентифікацію динамічного струму i_{dyn}, на основі чого оцінювач процесу ОП визначає показники якості регулювання: перерегулювання σ та показник демпфірування ξ. З урахуванням цих параметрів фазі-коректор ФК розраховує коефіцієнт χ, який впливає на змінення $k_{\text{R}\omega}$ – коефіцієнта пропорційної частини регулятора швидкості електропривода в

напрямку забезпечення оптимального процесу регулювання. При цьому залежно від коефіцієнта $k_{R\omega}$ здійснюється корекція параметра $k_{J*} = k_J k_\omega / k_i$, який враховується в спостерігачі.

Змінення динамічного струму при роботі електропривода із задатчиком інтенсивності відповідає рис. 15. Перехідний процес характеризують параметри: i_{dynm}, i_{dynS} – відповідно максимум та задане значення динамічного струму електропривода; $t_н$, $t_р$ – відповідно час наростання та регулювання динамічного струму. При цьому маємо перерегулювання $\sigma = (i_{dynm} - i_{dynS}) / i_{dynS}$ та показник демпфірування $\xi = t_н / t_р$.

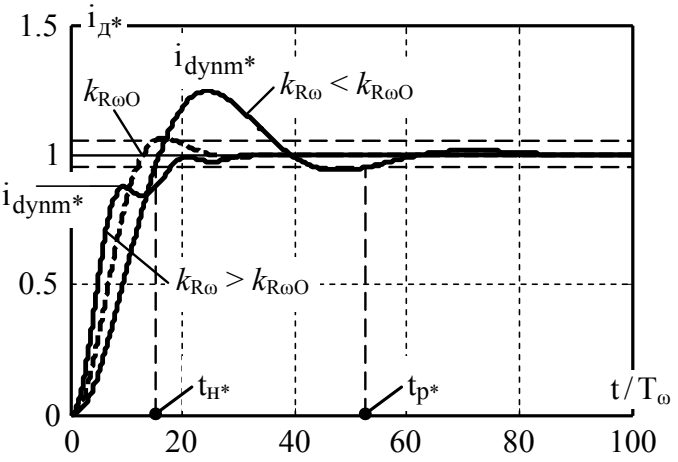


Рисунок 15 - Перехідні процеси динамічного струму двигуна при різних коефіцієнтах пропорційної частини регулятора

Показники якості регулювання (рис. 15) залежать від величини коефіцієнта $k_{R\omega}$, який коректується на основі фазі-логіки до отримання значень $\sigma \cong 0{,}06$ і $\xi \cong 0{,}6$, що має місце при $k_{R\omega O}$. Результати комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень, відображених у розділі 7, засвідчили, що процес настроювання регулятора швидкості практично виконується під час першого розгону та гальмування привода незалежно від початкового значення коефіцієнтів регулятора.

У роботі розглянуто питання використання штучної нейроструктури при реалізації регулятора струму якоря двигуна постійного струму з живленням від широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги. При наявності режиму переривистого струму об'єкт регулювання має суттєво нелінійні дискретні властивості, що треба враховувати при регулюванні. Останнє забезпечує нейрорегулятор струму, синтез якого здійснено за принципом безпосереднього інверсного управління (direct inverse control) з урахуванням дискретних математичних моделей, які відображають об'єкт регулювання в режимах неперервного та переривистого струму. Для нейрорегулятора застосовано структуру двошарового персептрона з тангенс-сигмоїдальними нейронами у внутрішньому шарі та одним лінійним нейроном на виході. Регресор нейроструктури визначено на основі дискретних моделей об'єкта. За допомогою комп'ютерних засобів розробки отримано вагові коефіцієнти нейроструктури регулятора, у результаті чого забезпечено регулювання струму з максимальною швидкодією у режимах як неперервного, так і переривистого струму, що підтверджено комп'ютерним моделюванням системи.

З позицій запропонованих методів синтезу розроблено дискретну систему ідентифікації електромагнітного моменту асинхронної машини (рис. 16). Електромагнітний момент M визначається на основі виміряних величин напруги $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ та струму статора $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ без використання інформації щодо швидкості обертання та механічного навантаження. Основну частину моделі представлено в обертовій системі координат d-q, орієнтованою за магнітним полем ротора. У схемі позначено: $k_{ам} = 3N_p k_r / 2$, $k_{mr} = R_r k_r$, $k_r = 1/(1+\sigma_r)$, $c_0 = T_i d_s^{1-\zeta} / \sigma T_s$, $d_s = exp(-T_i / \sigma T_s)$, $s_1 = \sigma T_s k_{mr}(2d_s^{\zeta-1} - d_s^{\zeta} - 1)$, $s_2 = \sigma T_s k_{mr}(d_s^{\zeta} - 1)$, де N_p – число пар полюсів машини; R_r – активний опір фази ротора; σ_r – коефіцієнт розсіювання ротора; R_S – активний опір фази статора; σ – загальний коефіцієнт розсіювання машини; T_S – електромагнітна стала часу кола статора; ζ – параметр імпульсної моделі інвертора напруги. Передавальні функції низки ланок дорівнюють: $W_\varphi = 0{,}5\, T_i (1 + z^{-1}) / (1 - z^{-1})$; $W_u = 0{,}5\,(1 + z^{-1})$. Нелінійний блок відображає зв'язок потокозчеплення ротора ψ_r з намагнічувальним струмом i_m з урахуванням ефекту насичення магнітної системи машини.

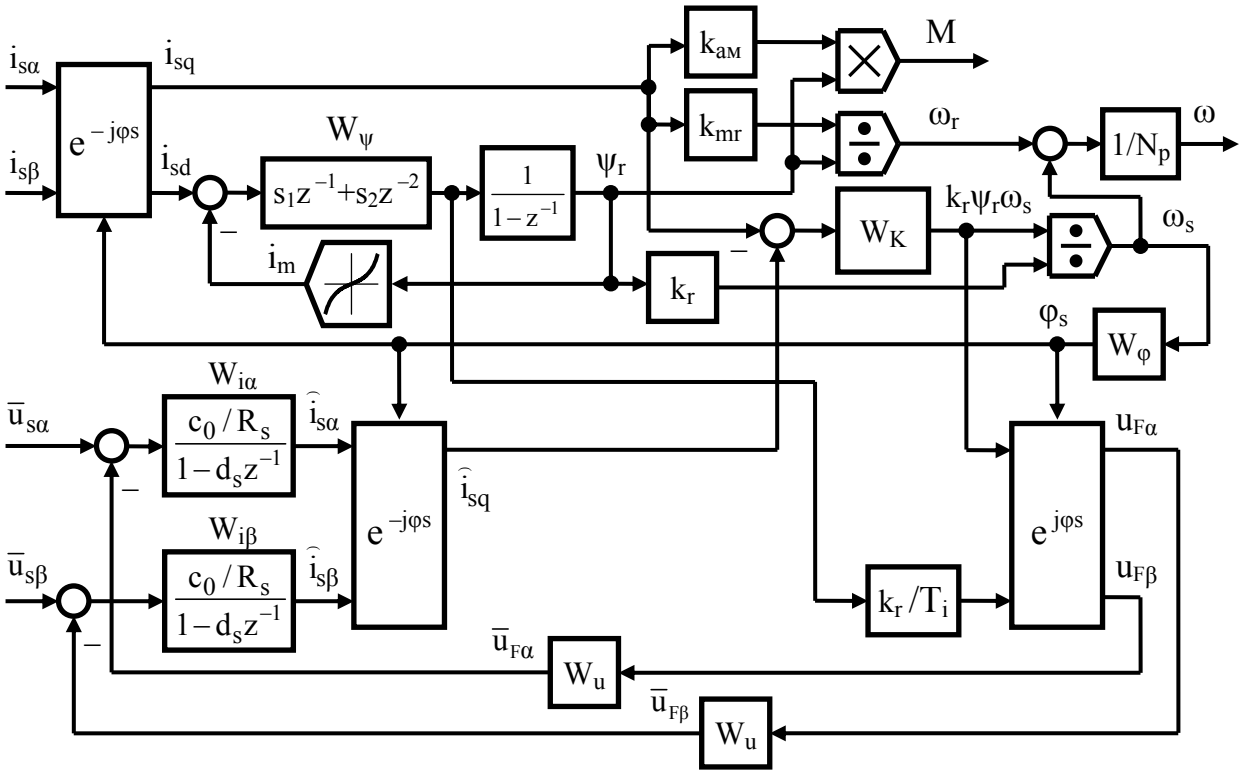


Рисунок 16 - Структурна схема дискретної ідентифікації електромагнітного моменту асинхронної машини

Параметри коректувальної ланки W_K визначено з урахуванням структурної схеми контуру коректування моделі (рис. 17).

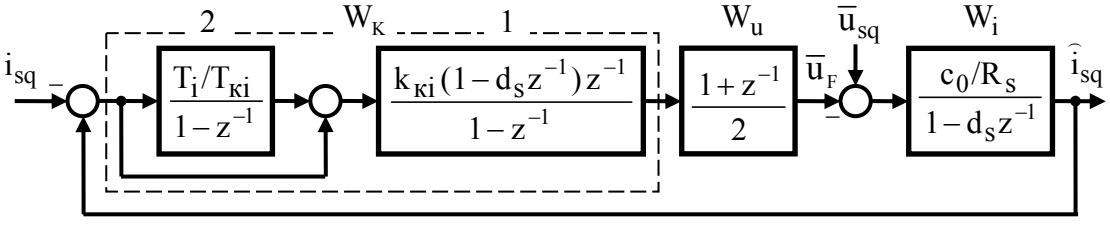


Рисунок 17 - Структурна схема контуру коректування моделі

Оптимізація контуру (рис. 17) за модульним критерієм дає результат

$$k_{\text{кі}} = R_{\text{s}} / 2\,c_0 \;;\;\; T_{\text{кі}} = 3\,T_{\text{і}} \quad . \tag{31}$$

Ідентифікація електромагнітного моменту асинхронної машини сприяє ефективному керуванню сучасними вітрогенераторними установками. Комп'ютерне моделювання системи ідентифікації дало позитивні результати, що було підтверджено експериментальними дослідженнями на лабораторному устаткуванні, інформацію про які подано в розділі 7.

З позицій регулювання стану пружного двомасового об'єкта розглянуто ідентифікацію параметрів відповідної дискретної моделі. Для вирішення цієї задачі застосовано метод найменших середніх квадратів, реалізацію якого узгоджено з дискретним математичним описом об'єкта. Шляхом моделювання визначено коректне здійснення ідентифікації параметрів об'єкта, що сприяло використанню виконаних розробок при експериментальних дослідженнях.

У роботі подано результати синтезу цифрової системи управління п'єзоелектричним актуатором – елементом, який забезпечує перетворення електричної енергії в механічну з реалізацією мікропереміщень. Використання таких актуаторів є актуальним для високоточних позиційних систем та при демпфіруванні високочастотних коливань. Враховуючи суттєві пружні властивості п'єзоактуаторів, було синтезовано регулятор стану на базі розробленої дискретної математичної моделі актуатора з урахуванням його живлення від джерела струму, яке функціонує за принципом широтно-імпульсної модуляції. Результати синтезу системи регулювання перевірено шляхом комп'ютерного моделювання, яке засвідчило коректність виконаних розробок.

Розглянуто розроблену цифрову систему позиційного регулювання робототехнічного пристрою із замкненою кінематикою, схему якого відображено на рис. 18. Механізм приводиться у дію за допомогою двох лінійних електродвигунів Д1 і Д2, індуктори яких переміщуються вздовж циліндричних напрямних Н1, Н2. Рух від двигунів передається через стрижні С1, С2 до виконуючого органу ВО. Управління двигунами забезпечує контролер DS1103 за допомогою спеціальних перетворювачів UZ1 і UZ2, які здійснюють аперіодичне регулювання силоутворювальних струмів i_1 та i_2 відповідно до заданих значень i_{S1} та i_{S2}.

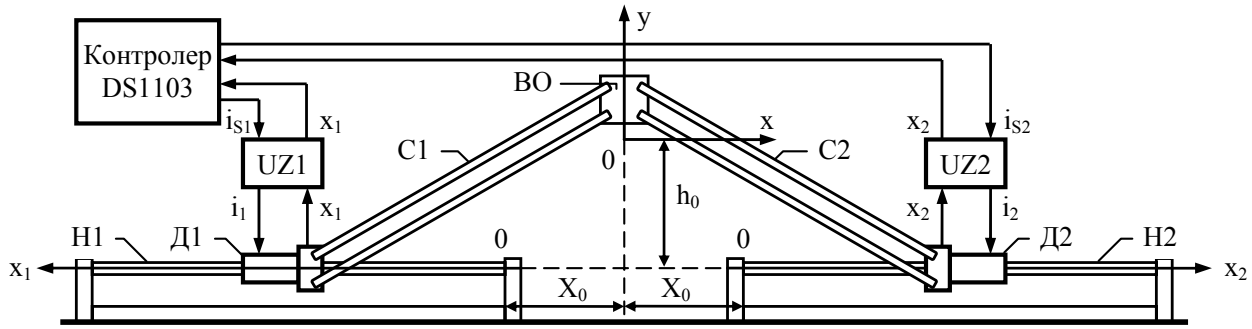


Рисунок 18 - Схема робототехнічного пристрою із замкненою кінематикою

У системі для кожного з електроприводів на основі завдання на силоутворювальний струм i_{S} лінійного синхронного двигуна та виміряного

переміщення x реалізовано спостерігач (рис. 19), який забезпечує ідентифікацію навантаження електропривода i_c та лінійної швидкості руху v, що сприяло побудові системи регулювання з компенсацією впливу навантаження. У спостерігачі ланка з параметрами k_{d1}, k_{d2} та d_F відображає динаміку регулювання струму двигуна, параметр $k_{Fm} = k_{iF} / m_\Sigma$ враховує зв'язок рушійної сили із завданням на струм двигуна (коефіцієнт k_{iF}) та масу рухомих частин механізму m_Σ. Параметри коректувальних ланок h_1, h_2 та h_3 визначено на основі розробленого методу синтезу з лінійним перетворенням простору станів.

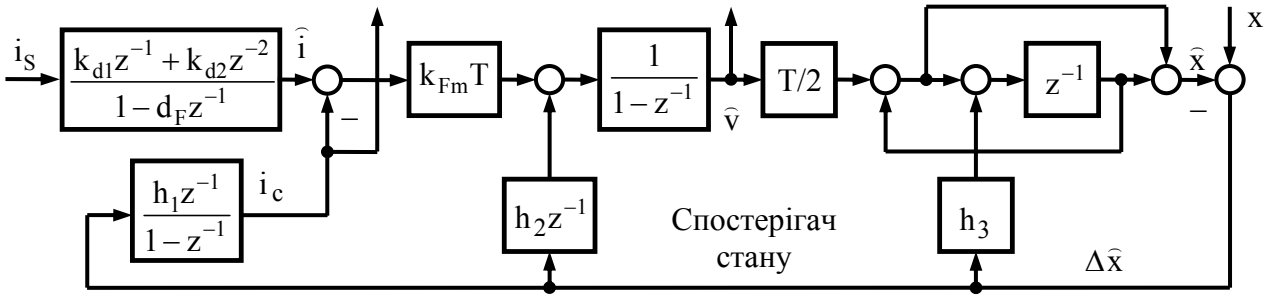


Рисунок 19 - Структурна схема спостерігача стану

Використання спостерігача забезпечило півторакратне підвищення швидкодії системи позиційного електропривода. Коректність виконаних розробок підтверджено експериментально, що відображено в розділі 7.

У сьомому розділі "Експериментальні дослідження електромеханічних систем з цифровим регулюванням" подано результати експериментів, виконаних з урахуванням здійснених теоретичних розробок.

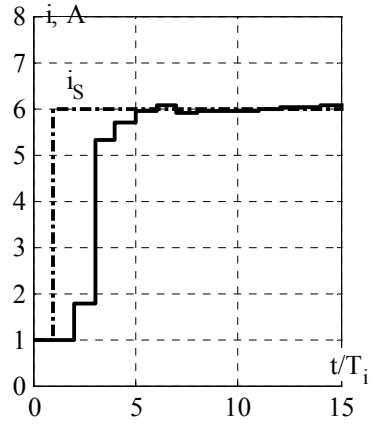
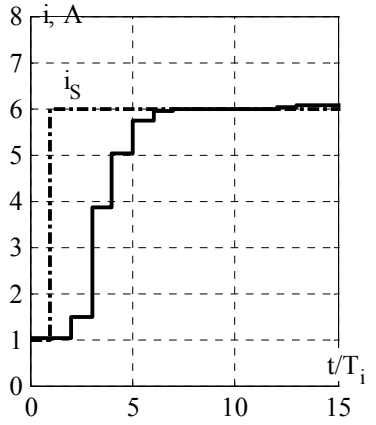
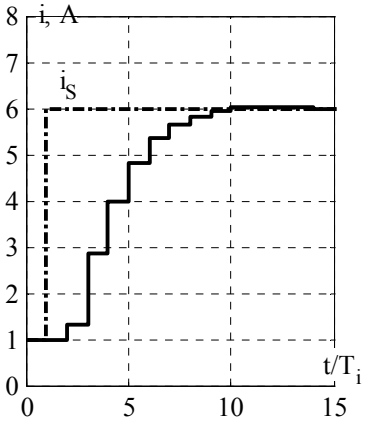
До складу основної експериментальної установки входять два електромашинних агрегати. У кожному агрегаті маємо поєднані між собою асинхронний двигун та двигун постійного струму зі збудженням від постійних магнітів, причому, в одному агрегаті реалізовано жорсткий зв'язок між електричними машинами, в іншому зв'язок виконано через пружну муфту. Асинхронний двигун отримує живлення від перетворювача частоти з інвертором напруги MICROMASTER 440 фірми "Сіменс". Двигун постійного струму поєднано з транзисторним широтно-імпульсним перетворювачем напруги. Керування забезпечує контролер DS1104 фірми "dSpace" (Німеччина). Обертання кожного з електродвигунів контрольовано тахогенераторами постійного струму та імпульсними датчиками переміщень. Первинну інформацію про силовий струм та напругу маємо від відповідних датчиків фірми "LEM" (Швейцарія) з наступним визначенням середніх величин за допомогою розробленого вимірювального пристрою.

Цією експериментальною установкою забезпечено перевірку виконаних теоретичних розробок усіх аспектів цифрового регулювання в системах електропривода при одно- та двомасових об'єктах регулювання.

Варіанти регулювання моментоутворювального струму реалізовано в системі електропривода постійного струму при інтервалі дискретності $T_i = 0{,}5$ мс. Усі експерименти підтвердили коректність теоретичних передумов щодо одержання будь-якої швидкодії регулювання. Зокрема, аперіодичне регулю-

вання струму якоря двигуна характеризують часові діаграми процесів регулювання, подані в табл. 2.

Таблиця 2 - Процеси регулювання струму якоря з різною швидкодією

Стала часу аперіодичного регулювання		
$T_a = 0{,}5T_i$	$T_a = T_i$	$T_a = 2T_i$
		

При одномасовому об'єкті регулювання експериментально реалізовано автоматичне настроювання системи електропривода постійного струму, що відображено на рис. 20. Настроювання здійснено на основі ідентифікації динамічного струму двигуна та використання фазі-логіки (див. рис. 14).

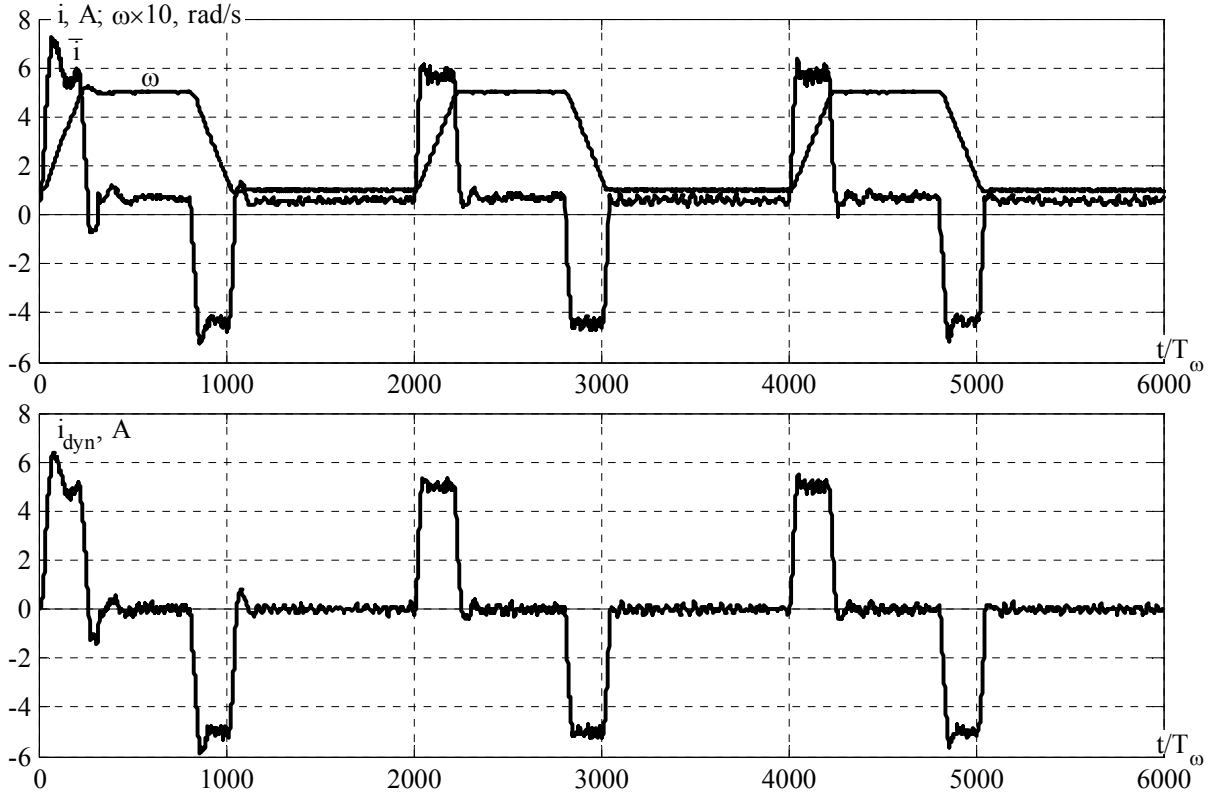


Рисунок 20 - Процеси регулювання швидкості електропривода з автоматичним настроюванням регулятора швидкості при $k_{R\omega[0]} = 0{,}5\, k_{R\omega O}$

У результаті отримано процеси регулювання швидкості електропривода та позиційне регулювання відповідно до результатів синтезу регуляторів. Характерний процес регулювання кута повороту вала двигуна ϕ при $T_\omega = T_i$ подано на рис. 21.

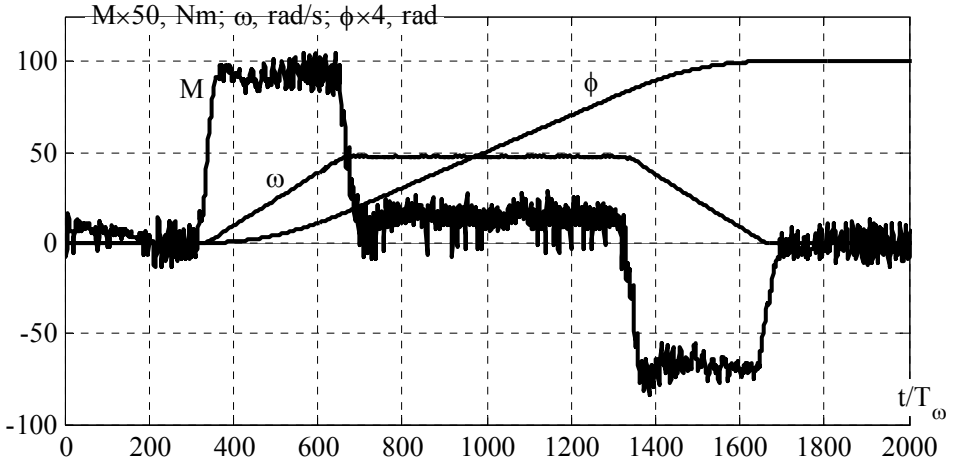


Рисунок 21 - Процеси позиційного регулювання в системі електропривода з одномасовим об'єктом

Для системи з двомасовим електромеханічним об'єктом здійснено ідентифікацію параметрів об'єкта на основі метода найменших середніх квадратів з отриманням параметрів: $k_{J1} = 0{,}076$ *с/кгм*^{2}; $k_C = 0{,}029$ *Нм·с/рад*; $k_{J2} = 0{,}083$ *с/кгм*^{2}. З урахуванням цього реалізовано спостерігач стану та здійснено автоматичну настройку регулятора стану відповідно до результатів синтезу регулятора. Процес регулювання швидкості другої маси при $T_\nu = T_i$ характеризує рис. 22, який свідчить на користь запропонованих методів синтезу. Також позитивний результат було отримано при перевірці процесу позиційного регулювання.

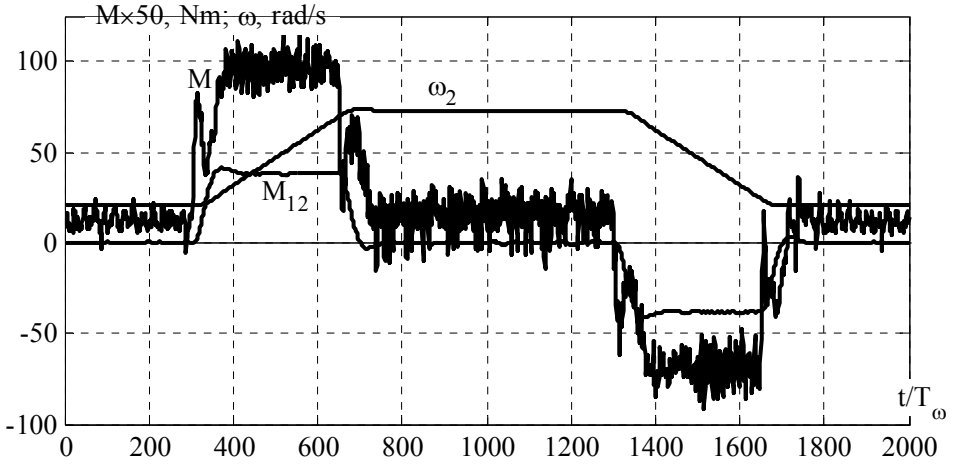


Рисунок 22 - Процеси регулювання швидкості в системі електропривода з двомасовим об'єктом

Виконані теоретичні розробки були експериментально підтверджені результатами ідентифікації електромагнітного моменту асинхронного двигуна, здійсненої шляхом реалізації відповідної дискретної структури (див. рис. 16) за допомогою контролера DS1104. Живлення асинхронного двигуна було виконано від перетворювача MICROMASTER 440, систему керування якого було налаштовано на регулювання кутової швидкості двигуна на основі

пропорційно-інтегрального регулятора зі зворотним зв'язком від імпульсного датчика переміщень. У ході експериментів здійснювався накид навантаження M_c за допомогою електродвигуна постійного струму при відповідному формуванні струму якоря. Підтверджено коректне здійснення ідентифікації електромагнітного моменту асинхронного двигуна M, що відображено на рис. 23.

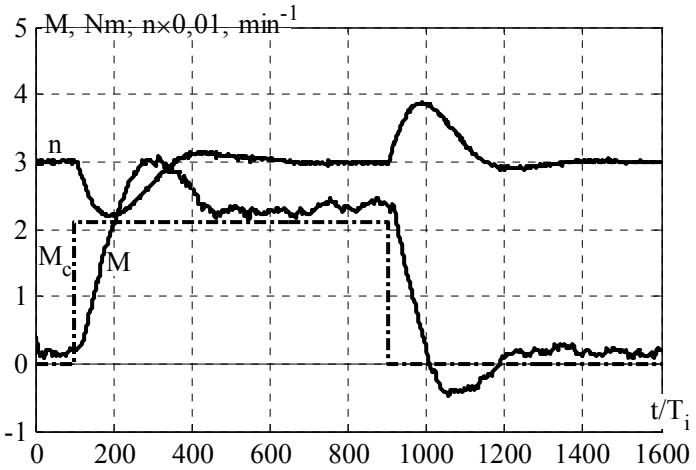


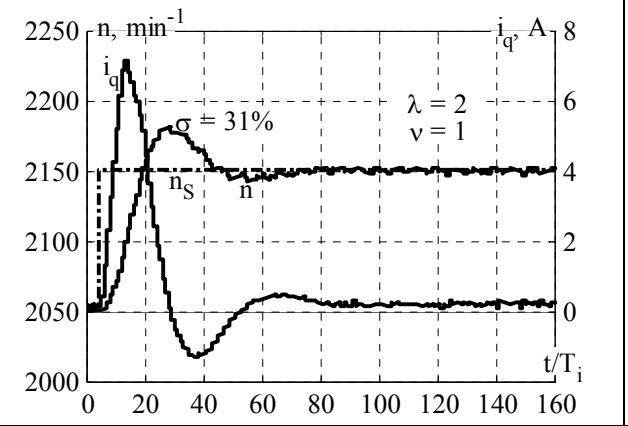
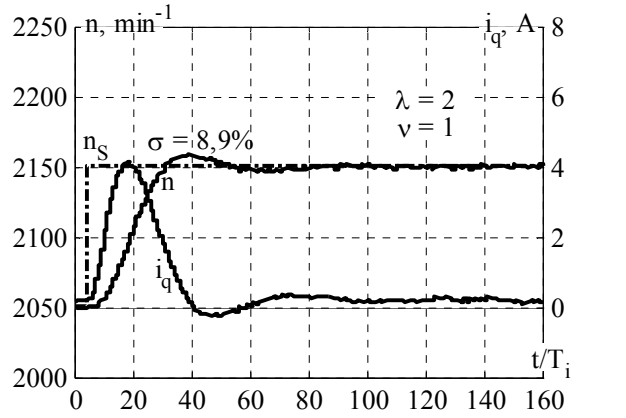
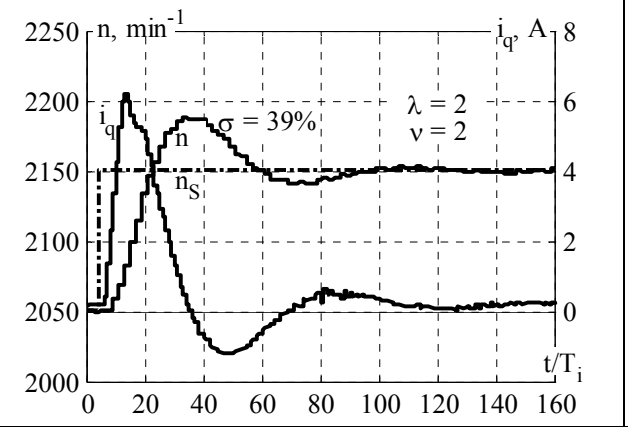
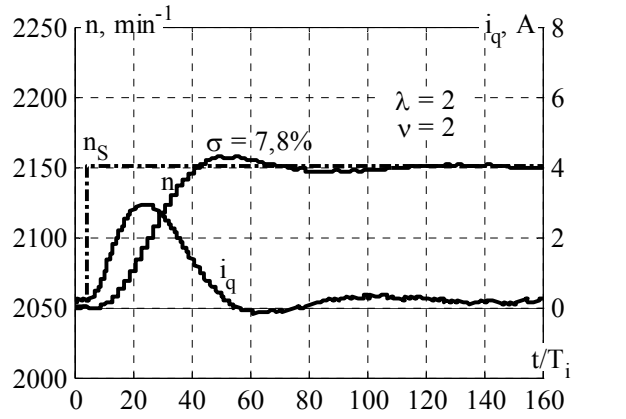
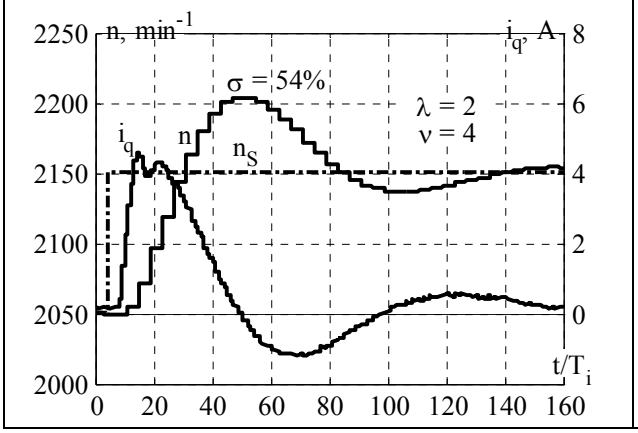
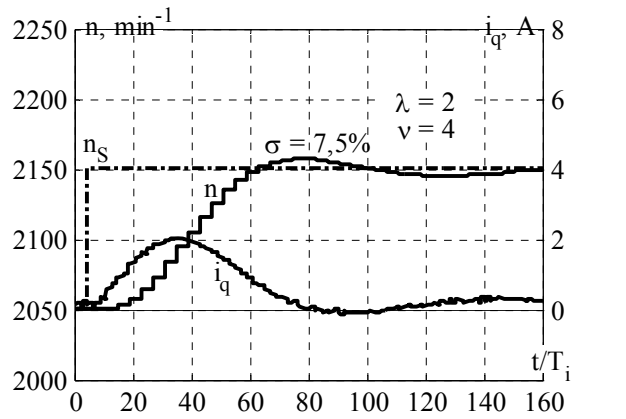
Рисунок 23 - Процеси ідентифікації електромагнітного моменту асинхронного двигуна

Теоретичні розробки щодо визначення параметрів регулятора швидкості електропривода з урахуванням різних кратностей інтервалів дискретності регулювання швидкості та струму було перевірено на установці серійної системи електропривода SIMODRIVE 611D фірми "Сіменс", у якій перетворювач частоти було поєднано з синхронним двигуном з параметрами: $P_{\text{ном}} = 0{,}8$ *кВт*, $n_{\text{ном}} = 2000$ *об/хв*, $M_{\text{ном}} = 3{,}7$ *Нм*, $J = 6 \cdot 10^{-4}$ *кгм*^{2}.

У системі відповідне параметрування забезпечує реалізацію різних інтервалів дискретності регулювання струму статора та швидкості двигуна відносно інтервалу дискретності функціонування перетворювача $T_{\text{u}} = 62{,}5$ мкс. Це дозволило здійснити експериментальну перевірку коректності результатів синтезу регулятора швидкості електропривода при різних інтервалах дискретності в контурах системи регулювання. При цьому було виконано ідентифікацію динамічних характеристик регулювання струму при $T_{\text{i}} = 2T_{\text{u}} = 0{,}125$ мс, на основі чого визначено параметри дискретної аперіодичної ланки, яка при сталій часу $T_{\text{a}} = 0{,}261$ мс відповідає фактичному процесу регулювання струму статора з інтегральною розбіжністю в 2,2 %.

Експериментально при завданні розрахованих параметрів регулятора швидкості для різних інтервалів дискретності регулювання одержано результати, подані в табл. 3. Порівняння з теоретичними очікуваннями свідчить про несуттєве відхилення процесів регулювання щодо величини перерегулювання та збільшення коливальності.

Таблиця 3 - Процеси регулювання швидкості електропривода SIMODRIVE при пропорційно-інтегральному регуляторі

Без фільтра відносно завдання	З фільтром відносно завдання
	
	
	

Адекватність виконаного розвитку теоретичних підґрунть дискретного регулювання в електромеханічних системах також було підтверджено за допомогою установки робототехнічного пристрою із замкненою кінематикою (див. рис. 18) з лінійними синхронними двигунами фірми "LinMot" (Швейцарія), живлення яких здійснено сервоперетворювачами, що реалізовували аперіодичне регулювання струму зі сталою часу 1 мс. Позиційне регулювання було забезпечено за допомогою контролера DS1103 фірми "dSpace" (Німеччина). На основі розробленої методики було виконано автоматичне настроювання системи регулювання з відповідними змінюваннями завдання на струм i_S, швидкості v та переміщення x індуктора двигуна, що відображено на рис. 24

на інтервалі часу від 0 до 3 с при ітеративному процесі визначення параметра k_{Fm}, який характеризує інерційність об'єкта регулювання. Після здійснення настроювання системи регулювання в момент часу $t = 3$ с стрибком здійснено зменшення, а при $t = 4$ с – збільшення завдання на переміщення. При цьому маємо процес позиціонування у відповідності з теоретичними очікуваннями. Реалізація в системі спостерігача навантаження електропривода (див. рис. 18) забезпечило збільшення в 1,5 рази швидкодії регулювання.

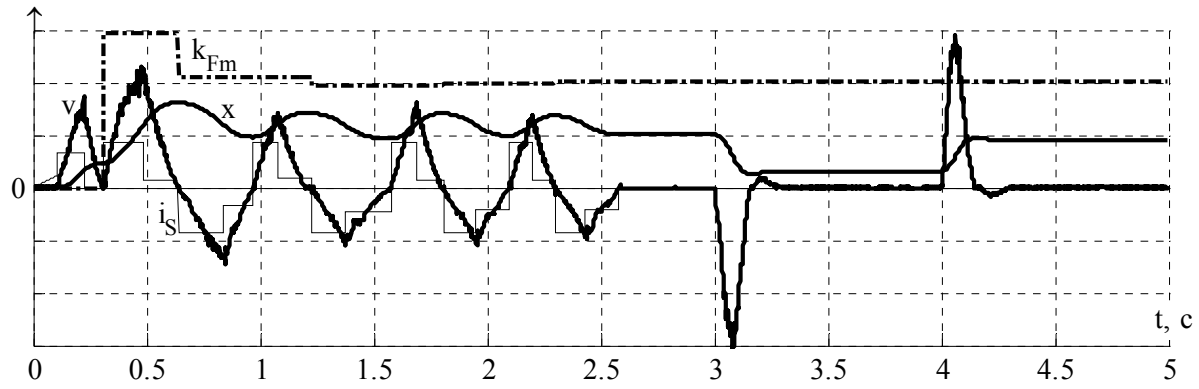


Рисунок 24 - Часові діаграми процесу автоматичного настроювання позиційної системи регулювання

Одержані позитивні результати експериментальних досліджень свідчать на користь синтезу цифрових систем регулювання з урахуванням дискретності їх функціонування.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-прикладну проблему синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів, що включає створення методу визначення параметрів імпульсних моделей силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії та розробки на основі цього методів синтезу дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів і відповідних систем регулювання при різних інтервалах дискретності функціонування перетворювачів електроенергії та реалізації алгоритмів цифрового регулювання. Це дозволяє ефективно вирішувати широке коло прикладних задач з одержанням бажаних динамічних характеристик електромеханічних систем.

Основні наукові та практичні результати полягають у такому:

1. Згідно з аналізом існуючих методів розробок електромеханічних систем з'ясовано, що ці методи з позицій синтезу цифрових регуляторів не забезпечують достатньою мірою врахування дискретних особливостей систем і, відповідно, не дозволяють одержати бажані динамічні характеристики регулювання безпосередньо за результатами синтезу.

2. Уперше запропонований метод визначення параметрів імпульсних математичних моделей силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії, який ґрунтується на аналізі величин струму в колі навантаження перетворювача у дискретні моменти часу, дає підстави для представлення

перетворювача як ідеального імпульсного елементу з ланкою часової затримки, величина якої характеризує тип та спосіб керування перетворювачем.

Такий метод може бути застосований при аналізі будь-яких силових перетворювачів з позицій дискретності їх функціонування й забезпечує використання теорії імпульсних систем регулювання при синтезі цифрових регуляторів з одержанням підвищеної точності функціонування електромеханічних систем.

3. Запропонований метод апробовано для типових силових перетворювачів: тиристорного випрямляча, широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги, трифазного інвертора напруги. При цьому визначено таке:

- тиристорний випрямляч можливо відобразити імпульсною моделлю зі змінюваною затримкою в часі, яку з позицій регулювання струму кола навантаження слід враховувати на основі одержаної наближеної лінійної залежності затримки від заданого прирощення струму;
- широтно-імпульсний перетворювач постійної напруги, для якого характерні способи керування при уніполярному або біполярному вихідному сигналі з асиметричною або симетричною модуляцією, тільки при уніполярному симетричному режимі керування можливо представити імпульсною моделлю з постійною затримкою на половину періоду модуляції;
- трифазний інвертор напруги з типовою просторово-векторною модуляцією вихідного сигналу відносно ортогональних компонент струму кола навантаження відображають імпульсні моделі з постійною затримкою, яка дорівнює половині періоду модуляції.

Імпульсна модель з постійною затримкою дозволяє застосувати модифіковане z-перетворення при синтезі систем регулювання.

4. Здійснений подальший розвиток методів синтезу дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів з урахуванням імпульсної моделі силового перетворювача забезпечує синтез цифрових систем при будь-якому інтервалі дискретності регулювання, кратному інтервалу дискретності функціонування силового перетворювача, з одержанням бажаних динамічних характеристик електромеханічних систем безпосередньо за результатами синтезу.

5. Уперше запропонований та теоретично обґрунтований метод синтезу цифрових регуляторів і спостерігачів стану електромеханічних об'єктів дозволяє здійснити адекватну параметричну оптимізацію систем на основі еквівалентної каскадної структури.

6. Обґрунтована узагальнена дискретна математична модель контуру регулювання моментоутворювального струму у вигляді дискретної аперіодичної ланки з параметрами, залежними від швидкодії регулювання струму, сприяє визначенню параметрів регуляторів електромеханічних систем у загальному вигляді відповідно до динамічних характеристик контуру регулювання струму.

7. Методи синтезу неперервних систем регулювання при врахуванні дискретних властивостей систем шляхом збільшення сталої часу, яка характеризує швидкодію регулювання обертального моменту електродвигуна, припустимо застосовувати тільки при процесі регулювання моменту з

фактичною сталою часу, яка перевищує інтервал дискретності регулювання швидкості електропривода.

8. У широтно-імпульсному перетворювачі постійної напруги та трифазному в інверторі напруги миттєве значення струму кола навантаження перетворювачів посередині інтервалу дискретності регулювання практично дорівнює середній величині струму за цей інтервал, що дозволяє враховувати очікувану величину середнього струму в процесі здійснення регулювання й уникати затримки на один інтервал дискретності при керуванні силовим перетворювачем, у результаті чого відповідно збільшується швидкодія регулювання.

9. Визначений загальний принцип реалізації дискретних регуляторів з інтегральною складовою, який передбачає урахування обмеження вихідного сигналу шляхом коректування попередніх значень змінних в алгоритмі регулювання, забезпечує коректне функціонування систем регулювання при виникненні обмеження вихідних сигналів регуляторів.

10. Вирішення низки задач автоматичного настроювання електромеханічних систем на основі ідентифікації параметрів електромеханічних об'єктів із застосування синтезованих дискретних математичних моделей забезпечує впровадження теоретичних розробок систем регулювання в практичне використання.

11. Коректність розроблених теоретичних підґрунть синтезу дискретних систем регулювання підтверджено результатами вирішення задач у галузі електромеханічних систем, зокрема:

– реалізацією ідентифікації електромагнітного моменту асинхронної машини на основі дискретної математичної моделі при векторному керуванні вітрогенераторною установкою;

– визначенням регресора нейрорегулятора нелінійного об'єкту на прикладі регулювання переривистого струму кола навантаження широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги;

– синтезом цифрової системи управління п'єзоелектричним актуатором;

– розробкою системи позиційного регулювання робототехнічного пристрою з замкненою кінематикою.

12. Створені методики та програмне забезпечення надають можливості для автоматизації процесів проектування систем, що позитивно впливатиме на скорочення термінів проектування.

13. Достовірність наукових результатів, висновків і рекомендацій підтверджено математичним моделюванням, виконаним за допомогою спеціалізованих програмних пакетів, та експериментальними дослідженнями синтезованих систем регулювання.

14. Здійснено впровадження розробок у процес виробництва за сприянням Філії "Інженерно-технічний центр "Сіменс Україна", Науково-виробничого товариства "Донікс", Українського науково-дослідного інституту вибухозахищеного електрообладнання.

Отже, у процесі виконання дисертаційної роботи досягнуто визначену мету на основі вирішення всіх сформульованих задач досліджень з одержанням результатів, які характеризуються науковою новизною та практичною цінністю.

Основні результати роботи відображено в таких публікаціях:

1. Старостин, С.С. Синтез цифровых систем технологического регулирования с тиристорными электроприводами SIMOREG фирмы Siemens / С.С. Старостин // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Тем. выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков : НТУ "ХПИ", 2001. – Вып. 10. – С. 91 – 94.
2. Старостин, С.С. Оптимизация цифровых систем регулирования электроприводов с широтно-импульсными преобразователями / С.С. Старостин // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2001. – Вип. 56. – С. 3 – 9.
3. Старостин, С.С. Дискретное регулирование в системе асинхронного электропривода с векторным управлением / С.С. Старостин // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2001. – Вип. 57. – С. 12 – 19.
4. Старостин, С.С. Автоматическая настройка регулятора скорости электропривода на основе фаззи-логики / С.С. Старостин // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2002. – Вип. 58. – С. 3 – 7.
5. Старостін, С.С. Аспекти нейрорегулювання струму широтно-імпульсного перетворювача напруги / С.С. Старостін // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2002. – Вип. 59. – С. 3 – 7.
6. Старостин, С.С. Дискретная динамическая модель и регулирование состояния электромеханической системы с упругими связями / С.С. Старостин // Збірник наукових праць Донецького державного технічного університету. Сер. Електротехніка і енергетика. – Донецьк : ДонДТУ, 2002. – Вип. 41. – С. 164 – 167.
7. Старостін, С.С. Синтез системи дискретного управління п'єзоелектричним актуатором / С.С. Старостін // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Сер. Електротехніка і енергетика. – Донецьк : ДонНТУ, 2003. – Вип. 67. – С. 132 – 135.
8. Старостін, С.С. Фазі-ідентифікація параметрів електропривода з пружними зв'язками / С.С. Старостін // Вестник Национального технического университета "Харьковский политехнический институт". Тем. выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков : НТУ "ХПИ", 2003. – Вып. 10. – С. 271 – 275.
9. Старостін, С.С. Оптимізація дискретних регуляторів та спостерігачів стану електромеханічних об'єктів / С.С. Старостін // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2004. – Вип. 63. – С. 17 – 25.
10. Старостін, С.С. Урахування дискретних властивостей силових перетворювачів електроенергії при синтезі електромехатронних систем / С.С. Старостін // Вісник Національного технічного університету "Харків-

ський політехнічний інститут". Сер. "Електротехніка, електроніка та електропривод". Тем. випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика". – Харків : НТУ "ХПІ", 2005. – Вип. 45. – С. 348 – 351.

11. Старостін, С.С. Обґрунтування імпульсної моделі широтно-імпульсних перетворювачів електроенергії / С.С. Старостін // Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Силова електроніка та енергоефективність". Частина 3. – 2006. – С. 114 – 117.
12. Старостін, С.С. Дискретна математична модель асинхронного двигуна / С.С. Старостін, О.В. Передерій // Електромеханічні і енергозберігаючі системи, 2007. – № 1. – С. 53 – 56.
13. Старостін, С.С., Визначення параметрів цифрових регуляторів швидкості електропривода методами проектування неперервних систем / С.С. Старостін, О.І. Толочко // Збірник наук. праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Тем. випуск. – Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2007. – С. 179 – 182.
14. Старостін, С.С. Порівняння методів синтезу цифрових регуляторів стану для систем електропривода з пружними зв'язками / С.С. Старостін, О.І. Толочко // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук : КДПУ, 2008. – Вип. 3/2008 (50), част. 2. – С. 13 – 17.
15. Старостін, С.С. Синтез і аналіз дискретної математичної моделі двомасового електромеханічного об'єкта / С.С. Старостін // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2008. – Вип. 70. – С. 18 – 23.
16. Старостін, С.С. Особливості визначення дискретних передавальних функцій об'єктів регулювання електромеханічних систем / С.С. Старостін // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Сер. "Електротехніка, електроніка та електропривод". Тем. випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика". – Харків : НТУ "ХПІ", 2008. – Вип. 30 – С. 153 – 154.
17. Старостін, С.С. Застосування дискретної моделі для ідентифікації електромагнітного моменту асинхронної машини / С.С. Старостін, В.М. Старостіна // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія "Електротехніка і енергетика". – Донецьк : ДВНЗ "ДонНТУ", 2008. – Вип. 8 (140). – С. 127 – 129.
18. Старостін, С.С. Цифрове позиційне регулювання в електромеханічних системах з пружними зв'язками / С.С. Старостін // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук : КДПУ, 2009. – Вип. 3/2009 (56), част. 1. – С. 23 – 26.
19. Старостін, С.С. Цифрове регулювання швидкості електропривода з фазінастроюванням регулятора / С.С. Старостін, Н.С. Старостіна // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2009. – Вип. 73. – С. 9 – 15.

20. Старостін, С.С. Цифрове позиційне управління лінійним пружним актуатором для антропоморфних роботів / Ф. Паліс, А. Мєльніков, С.С. Старостін, Г.С. Ачкасова // Електроінформ. Тем. випуск. – Львів : ЕКОінформ, 2009. – С. 155 – 157.
21. Старостін, С.С. Комп'ютерна оптимізація цифрових регуляторів і спостерігачів стану електромеханічних об'єктів / К.Б. Крикунова, С.С. Старостін // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія "Електротехніка і енергетика". – Донецьк : ДВНЗ "ДонНТУ", 2009. – Вип. 9 (158). – С. 147 – 150.
22. Старостін, С.С. Ідентифікація параметрів двомасового електромеханічного об'єкта на основі методу найменших середніх квадратів / С.С. Старостін, Г.С. Сергієнко // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий науково-технічний збірник. – Київ : Техніка, 2009. – Вип. 74. – С. 5 – 9.
23. Старостін, С.С. Позиційне управління робототехнічним пристроєм із замкненою кінематикою / С.С. Старостін, А.П. Сафонов // Вісник Кременчуцького державного університету. – Кременчук : КДУ, 2010. – Вип. 3/2010 (62), част. 1. – С. 41 – 44.
24. Старостін, С.С. Модифікована оптимізація цифрових регуляторів і спостерігачів стану систем з пружною кінематикою / С.С. Старостін, К.Б. Крикунова // Електромашинобудування та електрообладнання: міжвідомчий наук.-техн. збірник. – Київ : Техніка, 2010. – Вип. 75. – С. 7 – 11.
25. Старостін, С.С. Цифрове вимірювання та регулювання сили струму інверторів напруги / С.С. Старостін, В.М. Старостіна // Взрывозащищенное электрооборудование: сб. науч. тр. УкрНИИВЭ. – Донецк : ООО "АИР", 2010. – С. 248 – 254.
26. Старостін, С.С. Автоматичне настроювання позиційної системи управління робототехнічним пристроєм із замкненою кінематикою / С.С. Старостін, Г.С. Сергієнко // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Тем. випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика". – Харків : НТУ "ХПІ", 2010. – Вип. 28. – С. 163 – 165.
27. Старостін, С.С. Дискретна математична модель контуру моментоутворюючого струму для синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів / С.С. Старостін, О.І. Толочко // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Сер. "Електротехніка і енергетика". – Донецьк : ДВНЗ "ДонНТУ", 2010. – Вип. 10 (180). – С. 177 – 182.
28. Старостін, С.С. Використання спостерігача стану для ідентифікації швидкості переміщень у позиційній системі робототехнічного пристрою / С.С. Старостін, Г.С. Сергієнко // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. – Кременчук : КрНУ, 2011. – Вип. 1/2011. – С. 112 – 113.

29. Старостін, С.С. Спрощений підхід щодо отримання дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів / С.С. Старостін // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 03 (79). – С. 87 – 88.
30. Старостін, С.С. Ідентифікація та використання динамічних параметрів регулювання моментоутворюючого струму електропривода / С.С. Старостін // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2012. – Вип. 3 (19). – С. 305 – 308.
31. Starostin, S. Discrete-Time Model of Voltage Source Inverter and Its Application / S. Starostin, O. Perederiy // 5th International Conference "Compatibility in Power Electronics" (Poland, Gdynia/Gdansk, 29 May – 1 June 2007). – 6 p.
32. Starostin, S. Current Control of a Voltage Source Inverter at the Load Testing of Frequency Converters / S. Starostin, O. Perederiy // 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (United Kingdom, Cambridge, 30 June – 2 July 2008). – Pp. 390 – 392.

Щодо спільних публікацій слід відзначити такі внески автора: врахування властивостей перетворювачів частоти на основі обґрунтованої імпульсної математичної моделі [12, 31]; синтез цифрового регулятора швидкості електропривода та порівняльні дослідження систем регулювання [13]; застосування розробленої дискретної математичної моделі та здійснення синтезу регулятора стану двомасового об'єкта на основі перетворення простору станів та модульного критерію [14]; синтез спостерігача електромагнітного моменту асинхронної машини [17]; реалізацію спостерігача динамічного струму електропривода [19]; використання розроблених методів синтезу цифрових систем регулювання [20, 23, 28]; визначення теоретичних передумов комп'ютерної оптимізації систем регулювання [21, 24]; розробку підґрунтя ідентифікації параметрів двомасового електромеханічного об'єкта [22]; визначення принципів вимірювання та регулювання струму інверторів напруги [25]; пропозиції щодо автоматичного настроювання цифрової позиційної системи електропривода [26]; обґрунтування узагальненого врахування динамічних властивостей регулювання моментоутворювального струму двигунів [27]; визначення принципів реалізації цифрового регулятора з коректним обмеженням вихідного сигналу [32].

АНОТАЦІЯ

Старостін С. С. Синтез цифрових систем регулювання на базі дискретних математичних моделей електромеханічних об'єктів. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.03 – "Електротехнічні комплекси та системи". – Донецький національний технічний університет, Україна, Донецьк, 2014.

Дисертацію присвячено вирішенню науково-прикладної проблеми синтезу цифрових систем регулювання електромеханічних об'єктів з урахуванням дискретного функціонування силових перетворювачів електроенергії та регулювальних пристроїв.

Розроблено метод визначення параметрів дискретних математичних моделей силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії у вигляді ідеального імпульсного елемента та ланки затримки на певний проміжок часу. Обґрунтовано методи синтезу багатоконтурних цифрових систем як підпорядкованого регулювання, так і регулювання стану з різними кратними інтервалами дискретності в контурах регулювання. Визначено узагальнену математичну модель процесу регулювання моментоутворювального струму електродвигунів у вигляді дискретної аперіодичної ланки з відповідними параметрами. Запропоновано метод оптимізації регуляторів і спостерігачів стану електромеханічних систем із застосуванням еквівалентної каскадної структури.

Ефективність розроблених методів синтезу цифрових систем апробовано при регулюванні швидкості та положення в системах електропривода, а також при ідентифікації змінних та параметрів електромеханічних об'єктів.

Ключові слова: електромеханічна система, цифрове регулювання, синтез, електромеханічні об'єкти, дискретні математичні моделі.

АННОТАЦИЯ

Старостин С. С. Синтез цифровых систем регулирования на базе дискретных математических моделей электромеханических объектов. – На правах рукописи.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.03 – "Электротехнические комплексы и системы". – Донецкий национальный технический университет, Украина, Донецк, 2014.

Диссертация посвящена решению научно-прикладной проблемы синтеза цифровых систем регулирования электромеханических объектов с учетом дискретности функционирования силовых преобразователей электроэнергии и регулирующих устройств.

Выполнен анализ имеющихся теоретических разработок в области современных электромеханических систем. Сделаны выводы, что недостаточно рассмотрены вопросы учета дискретных свойств силовых преобразователей и синтеза систем при наличии разных интервалов дискретности в контурах регулирования, что препятствует получению желаемых динамических характеристик непосредственно на основе результатов синтеза цифровых регуляторов.

Предложен метод определения параметров импульсных математических моделей силовых полупроводниковых преобразователей электроэнергии, который основывается на анализе величин тока в цепи нагрузки преобразователей в дискретные моменты времени и дает основания для учета свойств преобразователей посредством идеального импульсного элемента со звеном задержки на определенный промежуток времени, зависящий от типа и способа управления преобразователями. Использование импульсных моделей преобразователей позволяет применять модифицированное z-преобразование при синтезе систем регулирования. Выполнена апробация метода на основе анализа типовых силовых преобразователей: тиристорного выпрямителя, широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения и трехфазного инвертора напряжения.

С учетом импульсной модели преобразователей осуществлено дальнейшее развитие методов синтеза дискретных математических моделей электромеханических объектов для любых интервалов времени, кратных интервалу дискретности функционирования силового преобразователя. Это позволяет выполнять синтез цифровых систем как подчиненного регулирования, так и регулирования состояния объекта и получать желаемые динамические характеристики систем непосредственно на основе результатов синтеза. Рассмотрены теоретические основы определения параметров цифровых регуляторов с учетом требуемых динамических характеристик для трех основных вариантов: регулирования с максимально возможным быстродействием при конечной длительности переходного процесса; апериодического регулирования с заданным быстродействием; регулирования с показателями качества, соответствующими модульному критерию.

Предложен метод синтеза регуляторов и наблюдателей состояния для объектов с упругой кинематикой. Основу составляет линейное преобразование пространства состояний, обеспечивающее получение эквивалентной каскадной структуры системы. Это позволяет вместо решения системы оптимизационных уравнений, что в символьном виде практически нереализуемо, осуществлять пошаговое нахождение параметров каждого из каскадных контуров на основе выбранного критерия оптимизации с последующим определением фактических параметров регуляторов и наблюдателей состояния.

Рассмотрен вопрос обобщенного подхода к реализации регуляторов с интегрирующими свойствами с учетом возможного ограничения выходного сигнала. Корректирование предыдущих значений переменных в алгоритме регулирования в соответствии с уровнем ограничения обеспечивает корректное функционирование системы регулирования.

На основе анализа результатов оптимизации контура регулирования скорости с пропорциональным регулятором при различной настройке подчиненного контура регулирования моментообразующего тока обосновано обобщенное математическое описание динамических свойств формирования электромагнитного момента двигателей в виде дискретного апериодического звена с соответствующими параметрами. Это позволяет в общем виде определять параметры регуляторов электромеханических систем с учетом

кратностей интервалов дискретности контуров регулирования. Данный аспект апробировано при синтезе регулятора скорости и положения для систем электропривода с одномассовым электромеханическим объектом.

Синтезирована дискретная математическая модель двухмассового электромеханического объекта, которая точнее соответствует непрерывному прототипу, чем известный альтернативный вариант. С учетом полученной модели и предложенного метода синтеза определены параметры регулятора и наблюдателя состояния, что подтвердило правильность выполненных теоретических обоснований.

Рассмотрены вопросы применения разработанных методов для эффективного решения задач: идентификации неизмеряемых переменных объектов регулирования, реализации автоматической настройки систем, синтеза регуляторов нелинейных объектов.

Все теоретические положения подтверждены математическим моделированием и экспериментальными исследованиями на созданных установках электромеханических систем. Выполненные разработки приняты к использованию при решении задач промышленного производства.

Ключевые слова: электромеханическая система, цифровое регулирование, синтез, электромеханические объекты, дискретные математические модели.

ABSTRACT

Starostin S. S. Synthesis of digital control systems based on discrete-time mathematical models of electromechanical objects. – As the manuscript.

Thesis for the degree of doctor of technical sciences, specialty 05.09.03 – "Electrical complexes and systems". – Donetsk National Technical University, Ukraine, Donetsk, 2014.

The thesis is dedicated to solving the scientific and applied problems of the synthesis of digital control systems for electromechanical objects in view of the discrete-time properties of power converters and control devices.

The parameterization method for discrete-time mathematical model of power converters as an ideal sampler and the time delay block is developed. The synthesis methods for multi-loop digital systems both cascade and state space control with different multirate sampling intervals in loops are grounded. The general mathematical model for torque-producing current process is defined, which is described as a discrete-time aperiodic block with determinated parameters. The optimization method for state space regulators and observers based on the equivalent cascade structure is proposed.

The efficiency of the developed methods for the synthesis of digital systems is verified by the speed and position control in electrical drive systems, as well as by the identification of variables and parameters of electromechanical objects.

Keywords: electromechanical systems, digital control, synthesis, electromechanical objects, discrete-time mathematics models.