

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет «Львівська політехніка»

**КОПЧАК Богдан Любомирович**



УДК 621.31:621.313.33+517.9

**АНАЛІЗ І СИНТЕЗ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ,  
ЯКІ ОПИСУЮТЬСЯ ДРОБОВИМИ ІНТЕГРАЛЬНО-  
ДИФЕРЕНЦІЙНИМИ ЛАНКАМИ**

05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи

**АВТОРЕФЕРАТ**  
дисертації на здобуття наукового ступеня  
доктора технічних наук

Львів – 2017

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Національному університеті "Львівська політехніка" Міністерства освіти і науки України.

Науковий консультант: доктор технічних наук, професор **Марущак Ярослав Юрійович**, Національний університет "Львівська політехніка", професор кафедри електроприводу і комп'ютеризованих електромеханічних систем

Офіційні опоненти: – доктор технічних наук, професор **Пересада Сергій Михайлович**, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», завідувач кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу;

– доктор технічних наук, професор **Чорний Олексій Петрович**, Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, директор інституту електромеханіки, енергозбереження і систем управління;

– доктор технічних наук, професор **Садовой Олександр Валентинович**, Дніпровський державний технічний університет, професор кафедри електротехніки та електромеханіки

Захист відбудеться " 20 " жовтня 2017 р. о " 14 " годині " 00 " хвилин на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 35.052.02 в Національному університеті "Львівська політехніка" (79013, Львів-13, вул. С.Бандери, 12, ауд. 226 головного корпусу).

З дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Національного університету "Львівська політехніка" (79013, Львів, вул. Професорська, 1).

Автореферат розісланий " 8 " вересня 2017 р.

Учений секретар спеціалізованої вченої ради Д 35.052.02



Коруд В.І.

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Актуальність теми дисертації.** Інтерес до теорії і застосування дробового числення постійно зростає, що підтверджується кількістю наукових публікацій, яка щорічно практично подвоюється. Це зумовлено, зокрема, фрактальним характером природних явищ і технологічних процесів, які обумовлюють відповідні моделі об'єктів керування електромеханічними системами (ЕМС), а також можливістю використання таких моделей для синтезу та досліджень регуляторів дробового порядку. Відомі різні підходи до математичного опису таких регуляторів: на основі представлень Рімана, Ліувілля, Грюнвальда, Капуто, за використання ланцюгових дробів, шляхом використання перетворення Фур'є тощо. Хоча теорія дробового числення має досить довгу і видатну історію, складність практичної реалізації систем дробового порядку ще донедавна не дозволяла використовувати цю математичну теорію для ЕМС.

Останніми роками можна зауважити підвищену цікавість до застосування дробового числення в теорії керування взагалі і до диференціальних та інтегральних ланок дробового порядку, як моделей, так і регуляторів, при аналізі і синтезі ЕМС, зокрема. Як показують дослідження, застосування в ЕМС ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторів дробового порядку дозволяє покращити якість перехідних процесів, при цьому підвищити запас стійкості порівняно з аналогічними системами, у яких використовуються класичні (цілого порядку) регулятори.

Проте на сьогоднішній день проблема синтезу та реалізації ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторів дробового порядку, як аналогових, так і цифрових, а також дослідження їх можливостей в автоматизованих ЕМС є надалі актуальною і потребує вирішення. Застосування регуляторів дробового порядку для керування виробничими процесами замість ПІД-регуляторів цілого порядку буде зростати за умови вирішення науково-прикладних проблем, пов'язаних із синтезом та реалізацією таких систем, а також методами їх налаштування.

**Зв'язок теми дисертації з державними програмами, науковими напрямами університету та кафедри.** Дисертаційна робота виконана на кафедрі «Електропривод і комп'ютеризовані електромеханічні системи» (ЕПК)) Національного університету «Львівська політехніка». Дисертаційні дослідження виконані у відповідності з основними науковими напрямами досліджень кафедр ЕПК і «Електричні машини та апарати» (ЕМА) – «Створення засобів автоматизації, систем керування технологічними процесами і електроприводами промислового обладнання» та «Математичне моделювання, автоматизоване проектування та розробка електромеханічних перетворювачів і систем керування ними». Дисертація виконана в межах науково-дослідних робіт, що виконувалися за кошти державного бюджету: «Теоретичні засади створення електромеханотронних перетворювачів та систем» (ДБ „ЕМТП”) (2008-2009 рр., держреєстрація №0108U000337); «Розроблення мехатронних та електромеханічних вузлів легкового транспорту засобів» (ДБ „УМК”) (2010-2011рр., держреєстрація №0110U001107), у яких автор дисертаційної роботи був виконавцем.

**Мета і завдання дослідження.** Метою даної роботи є розвиток теорії керування системами, які описуються математичними моделями з інтегро-диференціюванням дробового порядку, аналіз та синтез ЕМС, в склад яких входять інтегро-диференційні ланки дробового порядку, для забезпечення заданих динамічних характеристик процесів у них, а також підвищення стійкості та робастності таких систем завдяки розробленим алгоритмам функціонування дробових регуляторів та їх апаратної реалізації.

Для досягнення поставленої мети, на основі аналізу досягнень і проблем у царині аналізу та синтезу дробових ЕМС, в роботі передбачено вирішити наступні завдання:

- удосконалити методи моделювання ЕМС, ланки яких характеризуються фрактальними властивостями, з метою знаходження відповідних рішень для проблем керування;

- удосконалити методи структурної і параметричної ідентифікації динамічних систем, які функціонують у режимі реального часу, шляхом створення їх математичних моделей на основі інтегро-диференційних операторів дробового порядку;

- розвинути метод узагальненого характеристичного полінома для структурно параметричного синтезу дробових регуляторів згідно бажаних дробових форм;

- дослідити вплив регуляторів дробового порядку на стійкість динамічних систем, їх робастність;

- сформулювати функціонал якості динамічної системи, яка описується передавальною функцією дробового порядку;

- розробити методи синтезу ЕМС з регуляторами дробового порядку, які функціонують у режимі реального часу, за заданими показниками якості перехідних процесів із врахуванням умов стійкості, робастності, нечутливості до високочастотних завад і низькочастотних збурень у каналі навантаження за використання інтелектуальних методів;

- розробити процедуру реалізації інтегральних і диференціальних регуляторів дробового порядку на базі сучасних мікропроцесорних систем керування;

- створити як опцію промисловий варіант ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора дробового порядку з можливістю його реалізації за допомогою програмованих логічних контролерів, зокрема в перетворювачах частоти фірми "Тверд", і передбачити режим самоналагоджування системи;

- розробити систему інтелектуального керування автономним асинхронним генератором (АГ) з урахуванням фрактальності вітрового потоку за використання нечітких дробових регуляторів;

- розробити методику синтезу ЕМС з урахуванням нелінійності елементів об'єкта керування за використання еволюційних методів.

**Об'єктом дослідження** є динамічні процеси в електромеханічних системах дробового порядку.

**Предметом дослідження** є аналіз і синтез електромеханічних систем дробового порядку зі заданими динамічними показниками.

### **Методи дослідження.**

У основу досліджень закладені методи теорії автоматичного керування (для аналізу стійкості та якості регулювання ЕМС, вибору їх структури, оцінки похибок керування), інтелектуальні методи аналізу і синтезу ЕМС, методи апроксимації дробових інтегровальної і диференціувальної ланок ланками цілого порядку (для розробки спрощеного алгоритму розрахунків і реалізації регуляторів дробового порядку), комп'ютерне імітаційне моделювання, експериментальні дослідження.

**Наукова новизна отриманих результатів** полягає в наступному:

- отримало подальший розвиток вирішення задач апроксимації ЕМС високого порядку дробовими передавальними функціями (ПФ) з трьома членами характеристичного полінома, що забезпечує розширення спектру заданих динамічних характеристик таких систем;
- розроблені бажані форми характеристичного полінома дробового порядку для структурно-параметричного синтезу ЕМС, що дало змогу поширити кореневі методи саме з цими формами на системи, які описуються ПФ як цілого, так і дробового порядку;
- розвинуто метод узагальненого характеристичного полінома стосовно ЕМС дробового порядку, що дало змогу синтезувати дробові регулятори систем;
- удосконалено метод обчислення та реалізації зі заданою точністю інтегральної та диференціальної ланок дробового порядку, що дало можливість реалізувати ці регулятори в реальному часі функціонування динамічних ЕМС.

**Практичне значення отриманих результатів:**

- для ЕМС дробового порядку розроблено програмне забезпечення для аналізу і синтезу таких систем, що забезпечує вищі точність і швидкодню порівняно з існуючими аналогами;
- розроблена процедура самоналагодження дробових ЕМС за бажаною якістю динамічних процесів;
- рекомендовано для практичного застосування в ЕМС з дробовими ПФ бажані форми з такими параметрами дробового показника оператора Лапласа  $s$ :  $q = 0,9 \div 1,3$  (форма №1), а для форми №2  $q = 0,1 \div 2$ , що дозволяє розширити гамму можливих налаштувань дробових регуляторів;
- на основі порівняльного аналізу різних підходів для реалізації дробових регуляторів показано, що найбільш перспективними є моделі, побудовані на основі перетворення Оусталоупа (англ. Oustaloup) з порядками апроксимації  $N = 1; 2$ ;
- розроблена процедура визначення діапазону зміни параметрів, виходячи з умови стійкості синтезованих ЕМС дробового порядку;
- розроблені макетні зразки ПІ <sup>$\lambda$</sup> Д <sup>$\mu$</sup> -регуляторів, реалізовані за використання плат контролерів Arduino Mega 2560, Arduino DUE характеризуються економічністю, а на основі плати MFC1000/10 – отримується на порядок вища швидкодія ( $\tau = 0,0001\text{с}$ ) і, крім того, такий регулятор може працювати як при класичному (цілочисельні степені інтегратора і диференціатора  $\lambda = -1,0$ ,  $\mu = 1,0$ ), так і в дробовому ( $-1 < \lambda < 0$ ,  $0 < \mu < 1$ ) або змішаному (одна складова – цілого порядку, інша дробова) налаштуваннях, забезпечуючи при цьому високу точність;
- розроблений ПІ <sup>$\lambda$</sup> Д <sup>$\mu$</sup> -регулятор реалізовано як опцію в програмованому логічному контролері (ПЛК) перетворювача частоти ПЧ MFC710, що дозволяє

керувати координатами електропривода (частотою обертання), або технологічними параметрами (температурою, тиском тощо) з можливістю його використання у режимі самоналагодження;

- показана можливість застосування дробових диференціаторів як фільтрів високочастотних завад.

**Особистий внесок здобувача.** Усі наукові результати, викладені в дисертаційній роботі, отримані автором особисто. У друкованих працях, опублікованих у співавторстві, автору належать такі результати: пропозиція самоналагодження цифрового як дробового, так і цілочисельного ПІД-регулятора швидкості ЕМС методом рою частинок (МРЧ) за використання перехідної функції бажаної дробової форми або за її характерними точками [2]; пропозиція застосування регуляторів дробового порядку в контурах регулювання системи автоматичного керування (САК) напругою АГ [3]; пропозиція застосування регуляторів дробового порядку в контурах СПР напруги асинхронного генератора [4]; пропозиція застосування дробових бажаних форм при синтезі САК [5]; пропозиція реалізації інтегральної і диференціальної ланки ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора дробового порядку на основі застосування перетворення Оусталоупа [7]; пропозиція синтезу САК напругою АГ, побудованої за зонним принципом, який реалізовано з використанням нечіткого регулятора [11]; аналіз точності перехідних функцій моделей дробових інтегральної та диференціальної ланок у представленні Рімана, Рімана-Ліувілля, Грюнвальда-Летнікова у порівнянні з моделлю, отриманою за перетворенням Лапласа, як еталонною [12]; аналіз досліджень спільного застосування згладжувальних дроселів з мережевими дроселями для перетворювачів частоти потужністю понад 55кВт [13]; аналіз еквівалентної заміни реальних диференціально-інтегральних ланок дробового порядку традиційними ПФ на основі перетворення Оусталоупа [15,16]; пропозиція застосування дробових бажаних форм для синтезу ЕМС [19]; пропозиція реалізації та застосування систем керування на основі ПЛК [21]; аналіз необхідних досліджень імітації роботи інвертора для типових умов, які можуть виникнути в процесі експлуатації електромобіля [23]; пропозиція реалізації зовнішнього програмування за використання комп'ютера та інтерфейса MODBUS для керування електроприводом «перетворювач частоти MFC 710BD – асинхронний двигун» [25]; пропозиція застосування нечітких регуляторів для покращення характеристик електроприводів з перетворювачами частоти MFC 710 за використання ПЛК [26]; пропозиція вводити в астатичні за швидкістю системи керування електроприводами нечіткі регулятори паралельно до класичних [27]; пропозиція застосування чотириквadrантних перетворювачів для отримання енергії від автономних гідро- та вітроустановок [28]; пропозиція здійснення ситуаційного керування енергетичним режимом автономної асинхронної генераторної установки за використання нечітких регуляторів [29, 34]; аналіз досліджень застосування в малих вітро- і гідроелектростанціях синхронних генераторів з постійними магнітами, які працюють із змінною швидкістю обертання [30]; пропозиція застосування в автономному АГ ШІМ-перетворювача для роботи паралельно з мережею [31]; пропозиція застосування нечіткого регулятора для керування енергетичними режимами автономного АГ [32]; пропозиція застосування системи комбінованого (аналого-дискретного) керування напругою автономного АГ

[33]; дослідження для розробки модуля системи керування перетворювачем [36].

**Апробація роботи:** Результати досліджень і основні положення дисертаційної роботи доповідалися, обговорювалися і отримали позитивні відгуки: – на 24 конференціях, зокрема: XII – XXII Міжнародних науково-технічних конференціях “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика (ПАОП)” (м. Алушта, Крим, 2005 р.; м. Одеса, 2006 р.; смт. Миколаївка, Крим, 2007 р.; смт. Миколаївка, Крим, 2008 р.; м. Алушта, Крим, 2009 р.; с. Кипарисне, Крим, 2010 р.; м. Одеса, 2011 р.; смт. Миколаївка, Крим, 2012 р.; с. Малий маяк, Крим, 2013 р.; м. Одеса, 2014 р.; м. Харків, 2015 р.); X, XIII, XXII Міжнародних науково-технічних конференціях “Силова електроніка та енергоефективність (СЕЕ)” (м. Алушта, Крим, 2004 р.; м. Алушта, Крим, 2007 р.; м. Одеса, 2016 р.); IX Міжнародній науково-технічній конференції “Проблеми сучасної електротехніки - 2006” (м. Київ, 2006 р.); XV, XVI, XVII Міжнародних науково-технічних конференціях “Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика (ICPEES)” (м. Кременчук, 2014 р.; м. Кременчук, 2015 р.; м. Кременчук, 2016 р.); VI Міжнародній науково-технічній конференції “Математичне моделювання в електротехніці та електроенергетиці (ММ Електро-2009)” (м. Львів, 2009 р.); Міжнародній науково-технічній конференції “Проблеми розвитку систем енергетики і автоматики в АПК” (м. Київ, 2012 р.); XII Міжнародній конференції “Контроль і управління в складних системах (КУСС-2014)” (м. Вінниця, 2014 р.); XVI Міжнародній конференції “Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE 2015)” (м. Львів, 2015 р.); XII Міжнародній конференції “Perspective technologies and methods in MEMS design (MEMSTECH 2016)” (с. Поляна, 2016 р.); XIII Міжнародній конференції “Selected issues of electrical engineering and electronics (WZEE-2016)” (м. Жешів, Польща, 2016 р.); семінарі наукової Ради НАН України за комплексною проблемою «Моделі та методи комп’ютерного аналізу електричних кіл та електромеханічних систем»; на міжкафедральних наукових семінарах кафедр ЕПК і ЕМА Національного університету «Львівська політехніка», 2014 – 2016 рр.

**Публікації.** Основний зміст, наукові положення, результати і висновки дисертаційної роботи опубліковані у 35-ти друкованих наукових працях, з них 26 у наукових фахових виданнях України, з яких 6 статей у виданнях, що включені до наукометричних баз даних; 2 матеріали конференцій у виданнях, що включені до наукометричної бази даних Scopus, 1 стаття в науковому періодичному виданні іншої держави; 12 праць написано без співавторів.

**Структура та обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається зі вступу, п’яти розділів, висновків по роботі, списку використаних джерел із 171 найменування та 5 додатків на 54 сторінках. Повний обсяг дисертації – 418 сторінок, у тому числі 310 сторінок основної частини, 38 рисунків і 11 таблиць обсягом 34 сторінки.

## ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **вступі** наведено загальну характеристику роботи, обґрунтовано актуальність теми, визначено об’єкт та предмет дослідження, сформульовано мету і задачі дослідження, розкрито наукову та практичну цінність отриманих результатів, а також подані відомості про апробацію дисертаційної роботи.

У першому розділі розглянуто основні напрямки досліджень в царині ЕМС, у яких розкрився потенціал дробового числення, що дало змогу підвищити ефективність розв'язання задач аналізу і синтезу. Встановлено, що фрактальні властивості елементів ЕМС зумовлюють необхідність створення моделей таких елементів і систем у цілому, які базуються на іншому підході в математиці – диференціальних і інтегральних рівняннях дробового порядку, щоби забезпечити високу ступінь адекватності опису процесів у таких системах до реальних. Саме в такому розумінні надалі використовуватимемо термін “фрактальність”.

Аналіз літературних джерел, присвячених оцінюванню ступеня фрактальності природних явищ, які мають вплив на технологічні процеси і стосуються ЕМС, зокрема їх об'єктів керування, виявив, що на сучасному етапі фрактальність природних явищ технологічних процесів здебільшого характеризується часовими рядами і фрактальним розміром. Зокрема, в ЕМС параметрами, за якими можна оцінювати ступінь їх фрактальності, є: перехідні процеси струму (моменту) в системах електроприводу, момент на валу вітроколеса вітроенергетичної установки (ВЕУ) тощо.

До технологічних процесів, фрактальний аналіз яких наведений у літературних джерелах, слід віднести наступні:

- фрактальний розмір (нерівномірність, шорсткість) смуги металу, як оцінку міри якості металопрокату, що дає змогу створювати автоматизовані системи оперативного знаходження дефектів металовиробу. Аналогічним чином шляхом фрактального підходу є можливість оцінювати нерівномірність структури смуги паперу в процесі її виготовлення;

- фрактальний характер мають струми дуги в електродуговій сталеплавильній печі. Також теорія фракталів застосовується для математичного опису процесу спінювання шлаків;

- фрактальність породи корисних копалин. Зміна фрактальності породи від піщаної суміші до кам'яних брил, розроблення якої відбувається за участі екскаваторів, призводить до суттєвої зміни динамічних зусиль в їх механізмах копання. Подібна проблема виникає в електроприводі верстата для буріння свердловин для нафто і газовидобутку у зв'язку з фрактальністю пластів породи;

- фрактальна розмірність при аналізі зміни стану газового потоку;

- фрактальність характеру процесів передачі тепла, пов'язаних з потоком повітря і явищами конвекції і дифузії в ньому.

Таким чином, на сучасному етапі потребує розв'язання проблема опису об'єктів керування ЕМС з урахуванням фрактальності технологічних процесів математичними моделями на основі диференціальних рівнянь дробового порядку.

У низці праць доведено, що фрактальність властива також елементам ЕМС, зокрема дроселям, конденсаторам, суперконденсаторам, що необхідно враховувати при створенні моделей ЕМС. До об'єктів керування ЕМС з силовими індуктивностями і конденсаторами слід віднести, зокрема, автономну АГ установку з самозбудженням і дискретним регулюванням напруги шляхом вмикання конденсаторів, LC-фільтр у колі постійного струму чотириквadrантного перетворювача частоти тощо.



Одним із напрямків застосування інтегрально-диференціальних ланок дробового порядку в задачах аналізу і синтезу ЕМС є застосування чисельних методів моделювання, що забезпечить уточнення математичних моделей і процесів в ЕМС і призведе до нової постановки задач ідентифікації і технічної діагностики систем. Введення інтегро-диференціальних операторів дробового порядку дає змогу вирішувати проблеми ідентифікації на структурно-параметричному рівні, оскільки з'являються ще додаткові ступені свободи математичних моделей системи, пов'язані з інтегралами і похідними дробових порядків, що входять у рівняння. Представлення ж об'єктів керування ЕМС моделями дробового порядку без нулів, у свою чергу, спрощує розроблення методів їх синтезу.

Вирішення задачі оперативного аналізу і синтезу ЕМС за використання моделей і регуляторів дробового порядку є перспективним для реалізації режиму самоналагодження в ЕМС. На сучасному етапі доцільним є розроблення опції перетворювача частоти з регулятором дробового порядку і його самоналагодження в режимі реального часу за наступним алгоритмом:

- проведення ідентифікації об'єкта керування;
- вибір бажаної дробової моделі оптимізованої ЕМС за бажаною якістю перехідного процесу при забезпеченні запасу стійкості;
- вибір значень параметрів ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора за використання інтелектуальних методів і здійснення їх налаштування.

У другому розділі наведені нові підходи до математичного опису ланок об'єктів керування і регуляторів ЕМС за допомогою ПФ дробового порядку. Зокрема, запропоновано застосувати еволюційні методи, зокрема МРЧ і генетичного алгоритму (ГА), для опису ЕМС за допомогою дробових ланок.

Представлення об'єкта керування ПФ дробового порядку забезпечує спрощення ПФ і може бути ефективним шляхом апроксимації об'єктів керування ЕМС. Для цього запропоновано використовувати моделі дробового порядку з трьома, або з п'ятьма змінними параметрами  $(k, a_2, \alpha_2, a_1, \alpha_1)$  згідно виразів:

$$W(s) = \frac{k}{a_1 s^{\alpha_1} + 1}, \quad (1)$$

$$W(s) = \frac{k}{a_2 s^{\alpha_2} + a_1 s^{\alpha_1} + 1}. \quad (2)$$

Шляхом застосування еволюційних методів було апроксимовано стандартні ПФ біноміальної форми та форми Баттерворта першого-четвертого порядків дробовими моделями (1) і (2), а також розроблено алгоритм знаходження ПФ дробового порядку довільних ланок і об'єктів керування ЕМС, для яких відома перехідна функція. Апроксимацію стандартних ПФ цілого порядку ПФ дробового порядку виду (1), (2) здійснено за використання МРЧ на основі розробленого та програмно реалізованого алгоритму. Результати наведені в табл.1.

Таблиця 1

Результати аналізу перехідних функцій ланок, які описуються стандартними ПФ, після еквівалентної заміни їх дробовими ПФ

№ з/п	Тип ланки цілого порядку	ПФ стандартної ланки $W_{ст.i}(s)$	Дробові ПФ $W_{дi}(s)$	$t_n, c$	Похибки апроксимації	
					$\sigma_n$	$\delta_n, \%$
1	Баттерворта 2-го порядку	$\frac{1}{s^2 + 1,4s + 1}$	$\frac{1}{1,1811s^{1,8749} + 1,2169s^{0,923} + 1}$	15	0,0034	0,34
2	Баттерворта 3-го порядку	$\frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$	$\frac{1}{2,3493s^{2,3709} + 2,3242s^{1,0553} + 1}$	15	0,0096	0,96
3	Баттерворта 4-го порядку	$\frac{1}{s^4 + 2,6s^3 + 3,4s^2 + 2,6s + 1}$	$\frac{1}{3,9775s^{2,795} + 3,7739s^{1,2334} + 1}$	15	0,0163	1,63
4	Біноміальна 2-го порядку	$\frac{1}{s^2 + 2s + 1}$	$\frac{1}{3,7148s^{1,4113} + 1,2956s^{0,2502} + 1}$	15	0,0095	0,95
5	Біноміальна 3-го порядку	$\frac{1}{s^3 + 3s^2 + 3s + 1}$	$\frac{1}{4,1397s^{1,4824} + 1}$	10	0,0265	2,65
			$\frac{1}{3,2901s^{2,2648} + 3,379s^{1,0429} + 1}$	15	0,0042	0,42
6	Біноміальна 4-го порядку	$\frac{1}{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1}$	$\frac{1}{6,7482s^{1,4868} + 1}$	15	0,0415	4,15
			$\frac{1}{7,21s^{2,4401} + 5,0592s^{1,1071} + 1}$	20	0,0086	0,86

Тут  $t_n$  – час дослідження перехідної функції,  $\sigma_n$  – абсолютне середньоквадратичне відхилення,  $\delta_n$  – відносна похибка апроксимації  $\delta_n = (\sigma_n / y_{уст}) \cdot 100\%$ .

Апроксимація ПФ стандартних форм включно до четвертого порядку, а саме такі порядки найчастіше зустрічаються в реальних ЕМС, найкраще здійснюється ПФ дробового порядку, що відповідає (2).

Використовуючи МРЧ, проведено дослідження можливості його застосування для апроксимації дробовими моделями ЕМС, які описуються ПФ цілого порядку з нулями. Для цього вибрані ПФ третього-четвертого порядку з нулями, які наведені в табл. 2. У табл. 2 наведені також апроксимуючі ПФ дробового порядку і результати аналізу отриманих перехідних функцій.

Проведено дослідження моделей дробового порядку для апроксимації ПФ високого порядку, знайдених на основі ідентифікації реальних ЕМС. Результати такого аналізу дозволили виробити рекомендації щодо використання певної ланки дробового порядку для апроксимації ланок високого порядку, які характеризуються однаковими динамічними характеристиками.

Таблиця 2

Результати аналізу перехідних функцій ланок, які описуються ПФ цілого порядку з нулями, після заміни їх дробовими ПФ

№ з/п	ПФ ланки цілого порядку	ПФ дробового порядку	$t_p, c$	Похибки апроксимації	
				$\sigma_p$	$\delta_p, \%$
1	$\frac{3s+1}{s^3+3s^2+3s+1}$	$\frac{1}{0,505s^{1,482}+0,5120s^{1,472}+1}$	20	0,0107	1,07
2	$\frac{s^2+3s+1}{s^3+3s^2+3s+1}$	$\frac{1}{0,399s^{1,365}+0,323s^{1,364}+1}$	20	0,0213	2,13
3	$\frac{4s+1}{s^4+4s^3+6s^2+4s+1}$	$\frac{1}{0,903s^{1,801}+1,026s^{1,323}+1}$	20	0,0353	3,53
4	$\frac{6s^2+4s+1}{s^4+4s^3+6s^2+4s+1}$	$\frac{1}{0,344s^{1,62}+0,240s^{1,493}+1}$	20	0,0435	4,35
5	$\frac{4s^3+6s^2+4s+1}{s^4+4s^3+6s^2+4s+1}$	$\frac{1}{0,01s^{1,372}+0,132s^{1,329}+1}$	20	0,467	4,67

Як приклад об'єкта досліджень вибрано АГ з самозбудженням. ПФ такого АГ в каналі збурення за струмом збудження  $W_{AG.I}(s)$  була знайдена за результатами експериментальних досліджень. Проводився порівняльний аналіз моделей ланок згідно (1) і (2) та моделі, яка отримана на основі ідентифікації об'єкта керування. Результати опрацювання отриманих характеристик зведені в табл. 3, яка дозволяє зробити висновки щодо застосування запропонованих ланок для апроксимації ПФ високого порядку.

Таблиця 3

Результати порівняльного аналізу апроксимації ПФ з використанням МРЧ

№ з/п	$W_{AG.I}(s)$	Кільк. ітерацій МРЧ	$t_{0,95}, c$	$\omega_{зр}, рад/с$	$\Delta\varphi_{зап}, град.$	Похибки апроксимації	
						$\sigma_p$	$\delta_p, \%$
1	$\frac{83,3s^3+4851,08s^2+599289s+1016737}{0,11s^4+104,94s^3+2933,9s^2+15877,7s+19394,5}$	Базовий варіант	0,88	51,84	150,5	-	-
2	$\frac{5,242}{\left(\frac{s}{2,9834}+1\right)^{0,5333}}$	60	0,58	28,7	102,8	0,0417	0,81
3	$\frac{5,242}{0,2662s^{0,7866}+1}$	60	0,95	42,7	120,8	0,0490	0,93
4	$\frac{5,242}{0,1208_1s^{0,6736}+0,1729_1s^{0,7848}+1}$	60	0,972	47,5	123,8	0,0642	1,21

Тут  $t_{0,95}$  - час першого досягнення значення 95% усталеного значення координати,  $\omega_{зр}$  - частота зрізу,  $\Delta\varphi_{зап}$  - запас стійкості за фазою.

Згідно отриманих результатів, використання моделей дробового порядку для апроксимації ланок високого порядку має значну перевагу у порівнянні з традиційними методами пониження порядку ПФ.

Необхідність ідентифікації об'єкта керування або інших ланок системи, що зводиться, як правило, до визначення їх ПФ, виникає при аналізі і синтезі САК ЕМС. Для вирішення задачі ідентифікації в режимі реального часу досліджено вплив параметрів МРЧ:  $c_1, c_2$  – додатних констант, які, відповідно, називаються локальний і глобальний вагові коефіцієнти;  $\varphi_1, \varphi_2$  – випадкових функцій в діапазоні  $[0, 1]$ ;  $\omega$  – вагової долі інерції частинок рою (константа), на ступінь адекватності отриманих на інтервалі часу  $t_n$  моделей дробового порядку на прикладі апроксимації об'єкта керування на основі його характеристики перехідного процесу з явно вираженим коливальним характером (рис.1, крива 1).

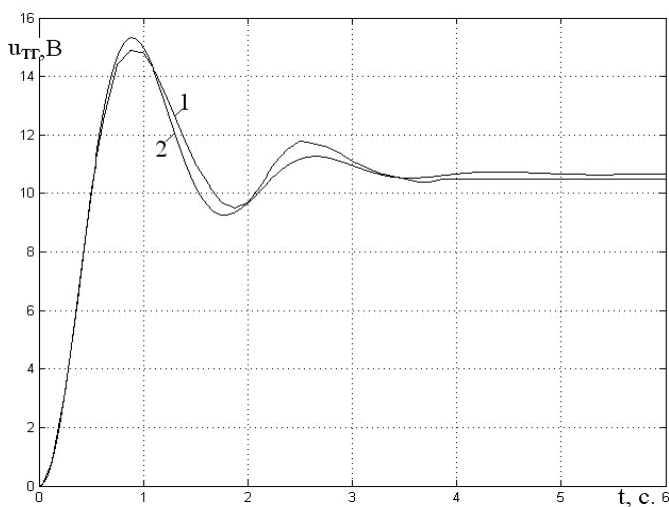


Рис. 1. Перехідні процеси швидкості, отримані експериментально для каландра (крива 1) і змодельованого (крива 2).

Такий процес отримано у результаті експериментального дослідження ЕМС, об'єктом керування якої є механізм каландра папероробної машини. Метою дослідження є вплив параметрів МРЧ на точність апроксимації.

Оскільки вихідний перехідний процес має коливний характер, то за основу для апроксимації вибрано ланку дробового порядку (2). В результаті отримано апроксимуючі ПФ дробового порядку для різних варіантів налаштувань параметрів МРЧ, а також проведено оцінювання точності апроксимації шляхом порівняння

найкращих з отриманих перехідних функцій за  $\sigma_n$ . Результати досліджень зведені в табл. 4.

Таблиця 4

Результати досліджень впливу параметрів МРЧ апроксимації ПФ на її точність

№ з/п	Апроксимуюча ПФ $W(s)$	Параметри МРЧ				Похибки апроксимації	
		$\omega$	$c_1, c_2$	$t_n, c$	N	$\sigma_n, B$	$\delta_n, \%$
1	$\frac{10,5}{0,195s^{1,7415} + 0,5629s^{0,184} + 1}$	0,8	1,0	3,5	701	0,4248	4,05
2	$\frac{10,5}{0,1418s^{1,7755} + 0,2254s^{0,4164} + 1}$	0,9	1,1	3,5	701	0,3762	3,58
3	$\frac{10,5}{0,1149s^{1,8657} + 0,1893s^{0,6557} + 1}$	1,0	1,2	3,5	701	0,3124	2,98
4	$\frac{10,5}{0,1042s^{1,8595} + 0,1360s^{0,8262} + 1}$	1,0	1,2	5,0	501	0,3545	3,37
5	$\frac{10,5}{0,0301s^{2,3580} + 0,1817s^{1,2987} + 1}$	1,0	2,0	6,0	601	0,3135	2,96

На рис. 1 (крива 2) показано перехідний процес швидкості каландра папероробної машини, який відповідає варіанту № 5 в табл. 4.

Результати проведених досліджень можуть бути використані як рекомендації для реалізації процесу ідентифікації об'єктів керування – електроприводів виробничих механізмів у системах, у яких передбачена реалізація алгоритму самоналагодження на базі сучасних дробових контролерів. Застосування запропонованого підходу до апроксимації на основі МРЧ дає можливість реалізувати режим ідентифікації об'єкта керування ЕМС і, відповідно, реалізувати самоналагоджувальну САК виробничими механізмами на базі сучасних ПЛК.

Аналіз і синтез лінійних та лінеаризованих САК, як правило, здійснюється за допомогою ПФ цілого порядку, а такі системи є частковим випадком більш загального їх представлення за допомогою ПФ дробового порядку. За результатом синтезу різноманітних систем, що описуються ПФ дробового порядку, отримують регулятори дробового порядку. Найпростіше технічна реалізація таких регуляторів може бути здійснена, якщо знайти відповідник дробової передавальної функції регулятора серед цілочисельних передавальних функцій. Таким чином, постає проблема апроксимації дробових ПФ цілочисельними.

На сучасному етапі для моделювання дробових диференціальних та інтегровальних ланок в ЕМС використовують пакет NINTEGER, як додаток для пакету MATLAB/Simulink, що дало змогу виконувати перші дослідження застосування регуляторів дробового порядку в САК з об'єктами керування дробового порядку. Але йому властиві певні недоліки: цей пакет працює виключно в середовищі MATLAB/Simulink і застосувати його в режимі реального часу є проблематично. Крім цього, з літературних джерел невідома точність представлення дробових ланок та П<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторів дробового порядку моделями в даному пакеті.

Недоліки існуючих доступних програмних засобів для моделювання ланок дробового порядку, зокрема реалізація в системах керування реальними об'єктами, спонукали до створення власних моделей на основі відомих формул перетворення Оусталоупа. Такі перетворення забезпечують еквівалентність ЛАЧХ і ЛФЧХ у частотному діапазоні  $[\omega_1, \omega_h]$  ( $\omega_1, \omega_h$  – нижній і верхній рівень діапазону частоти, відповідно). Тоді передбачається можливість представлення інтегровальної і диференціальної ланки дробового порядку наступним виразом:

$$s^{\pm\alpha} = \left( \frac{\omega_u}{\omega_h} \right)^\alpha \prod_{k=-N}^{k=N} \frac{1 + s/\omega'_k}{1 + s/\omega_k}, \quad (3)$$

де  $\omega_u = \sqrt{\omega_1 \omega_h}$ ,  $N$  – порядок апроксимації, яким слід задатися,  $\omega'_k, \omega_k$  – значення нулів та полюсів еквівалентної ПФ цілого порядку, відповідно.

Для заміни ПФ дробового порядку на ПФ цілого порядку спочатку розраховуються згідно відомих виразів коефіцієнт підсилення, нулі і полюси очікуваної ПФ. На наступному етапі, використовуючи знайдені нулі та полюси, ПФ записується у вигляді відношення поліномів

$$W(s) = k_n \frac{b_{2N+1}s^{2N+1} + b_{2N}s^{2N} + \dots + b_1s + b_0}{a_{2N+1}s^{2N+1} + a_{2N}s^{2N} + \dots + a_1s + a_0} = \frac{P(s)}{Q(s)}. \quad (4)$$

Вираз  $s^{\pm\alpha}$  можна трактувати як вираз дробового диференціатора (+ $\alpha$ ) чи інтегратора (- $\alpha$ ), за допомогою яких формується апроксимована ПФ дробових регуляторів. Для її реалізації розроблено програму, яка реалізує метод Оусталоупа для апроксимації  $s^{\pm\alpha}$  ПФ цілого порядку. Використовуючи розроблену програму, проведено перетворення інтегрально-диференційних ланок дробового порядку з різними степенями  $\alpha$  в певному частотному діапазоні за умови зміни порядку апроксимації в межах  $N=1 \div 5$ . Частотний діапазон для диференціальної ланки рекомендується вибирати в межах  $[0,01 \div 100] \text{ c}^{-1}$ , тому що його розширення приводить до нестійкості системи, а для інтегральної – в межах  $[0,001 \div 1000] \text{ c}^{-1}$ , що зумовлено спотворенням перехідної функції при меншому частотному діапазоні.

З метою перевірки точності моделі Оусталоупа використано відомі обернені перетворення Лапласа для відображення інтегровальної дробової ланки  $s^{-\alpha}$  та диференціувальної  $s^{\alpha}$ . Вирази відповідних еталонних перехідних функцій мають вигляд:

$$I(t) = \int \frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} dt = \frac{t^{\alpha}}{\Gamma(\alpha) \cdot \alpha} + C,$$

$$D(t) = \int \frac{t^{-\alpha-1}}{\Gamma(-\alpha)} dt = \frac{t^{-\alpha}}{\Gamma(-\alpha + 1)} + C.$$

Результати оцінки точності апроксимації таких ланок дробового порядку за їх представлення різними моделями в порівнянні з моделлю, отриманою за перетворенням Лапласа як еталонною, наведені в табл. 5.

Таблиця 5

Оцінка точності апроксимації ланок дробового порядку різними моделями

ПФ ланки	Представлення моделей ланок									
	NINTEGER		Рімана		Рімана-Ліувілля		Грюнвальда-Летнікова		Оусталоупа N=3	
	$\sigma_{\Pi}$	$\delta_{\Pi}, \%$	$\sigma_{\Pi}$	$\delta_{\Pi}, \%$	$\sigma_{\Pi}$	$\delta_{\Pi}, \%$	$\sigma_{\Pi}$	$\delta_{\Pi}, \%$	$\sigma_{\Pi}$	$\delta_{\Pi}, \%$
$s^{-0,5}$	0,00648	0,5731	$8 \cdot 10^{-8}$	$7,1 \cdot 10^{-6}$	-	-	0,00572	0,506	0,00699	0,6201
$s^{0,5}$	0,3147	-	-	-	$1,57 \cdot 10^{-7}$	-	0,07094	-	0,3135	-

Представлення моделей Рімана, Рімана-Ліувілля і Грюнвальда-Летнікова здійснено згідно наступних відомих виразів відповідно:

$${}_a D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_a^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) dt + C(t), \quad (5)$$

$${}_a D_t^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_a^t \frac{f(\tau) d\tau}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}}, \quad (6)$$

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\left[ \frac{t-a}{h} \right]} (-1)^j \frac{\Gamma(\alpha+1)f(t-jh)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\alpha-j+1)}. \quad (7)$$

З аналізу отриманих результатів різних підходів для представлення дробових інтегровальної і диференціовальної ланок випливає, що найвищу ступінь співпадання з еталонними для інтегратора дробового порядку забезпечує модель Рімана, а для диференціатора дробового порядку – Рімана-Ліувілля.

Моделі цих ланок дробового порядку на основі перетворення Грюнвальда-Летнікова мають вищу швидкодію порівняно з моделями Рімана і Рімана-Ліувілля, простішу реалізацію, проте поступаються їм у точності.

Як показує всебічний аналіз отриманих результатів, для реалізації дробових регуляторів перспективними є моделі, побудовані на основі методу Оусталоупа.

**У третьому розділі** розглянуті різні варіанти синтезу дробових регуляторів для ЕМС за використання бажаних дробових варіантів форм характеристичних поліномів, як еталонних при оптимізації контурів САК.

За результатом синтезу різноманітних систем, що описуються ПФ дробового порядку, отримуються відповідні регулятори дробового порядку. Інтерес до регуляторів дробового порядку, зокрема  $PI^\lambda D^\mu$  з ПФ

$$W_p(s) = K_p + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d s^\mu, \quad (8)$$

виправданий, оскільки інтегральна (І) та диференціальна (Д) дробові складові регулятора (8) дають ширші можливості при налаштуванні контурів САК. У той же час, одночасно пошук вектора  $[K_p, T_i, T_d, \lambda, \mu]$  з метою оптимізації даного процесу вимагає дослідження в п'яти-мірному просторі, тобто за використання такої структури регулятора потрібно налаштувати п'ять параметрів, тобто на два параметри більше, ніж у випадку звичайного ПІД-регулятора, коли  $\lambda = 1$  і  $\mu = 1$ . Це розширює його функціональні можливості при оптимізації контурів ЕМС порівняно з регуляторами цілого порядку. В ЕМС з такими регуляторами забезпечується краща гнучкість у налагодженні та якість динамічних характеристик і, відповідно, є можливість вирішувати задачі синтезу ЕМС з більш складними вимогами. Слід зауважити, що за результатом структурно-параметричного синтезу відповідно до бажаних динамічних показників, можливі й інші структури дробових регуляторів.

Для забезпечення бажаних динамічних показників ЕМС пропонуються два варіанти їх представлення, а саме: бажані форми №1 та №2 для оптимізації контурів системи. Бажана форма №1 дробового порядку представляється ПФ

$$W_{ст.1}(s) = \frac{\omega_{oc}}{s^q + \omega_{oc}}, \quad (9)$$

де  $\omega_{oc}$  – бажана частота зрізу;  $q$  – дробове число.

У випадку  $q = 1$  отримуємо стандартні форми Баттерворта чи біноміальну першого порядку. Для ЕМС рекомендується  $q = 0,1 \div 1,9$ . На рис. 2а, 2б наведені перехідні функції, ЛАЧХ і ЛФЧХ цієї форми для  $\omega_{oc} = 10 \text{ с}^{-1}$ . У табл.6 наведені параметри перехідних функцій і налаштувань, які їх забезпечують, для форми №1.

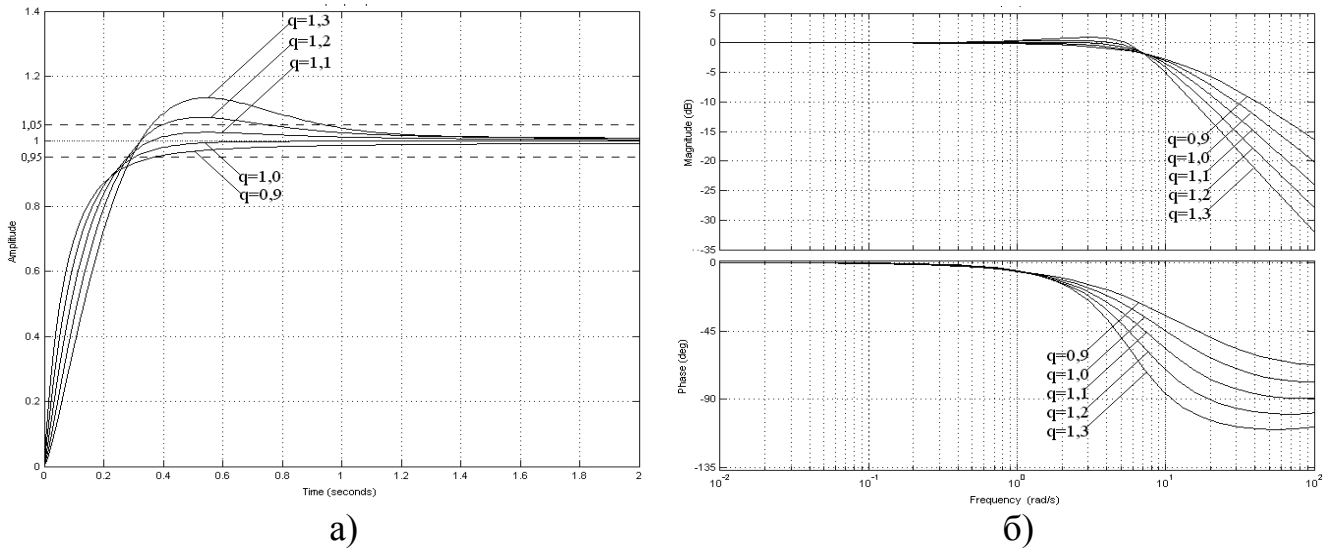


Рис. 2. Перехідні функції – (а), ЛАЧХ і ЛФЧХ – (б), для  $q = 0,9 \div 1,3$  якщо  $\omega_{oc} = 10 \text{ c}^{-1}$

Таблиця 6

Параметри перехідних функцій бажаної форми №1 дробового порядку

№ з/п	$q$	$\delta, \%$	$t_{0,95}, \text{c}$	$t_{\text{рег}}, \text{c}$
1	0,9	0	0,365	0,365
2	1,0	0	0,3	0,3
3	1,1	2,7	0,28	0,28
4	1,2	7,3	0,28	0,75
5	1,3	13,3	0,29	0,94

Тут  $\delta$  – величина перегулювання,  $t_{\text{рег}}$  – час останнього входження в 5% зону.

Для розширення можливостей вибору бажаних динамічних характеристик ЕМС пропонується ще одна бажана дробова форма (№2) у вигляді наступної ПФ:

$$W_{\text{ст.2}}(s) = \frac{\omega_{oc}}{(s + \omega_{oc})^q} \quad (10)$$

Перехідний процес у системі з такою ПФ є монотонний, подібно, як у стандартній біноміальній формі. Для випадку  $q = 1, 2, 3, \dots$  вираз (10) перетворюється у стандартні біноміальні форми цілого порядку.

На основі отриманих результатів досліджень для налагодження контурів ЕМС можна рекомендувати дробову бажану форму №2 з  $q = 0,1 \div 2$ .

Представлення об'єктів керування ЕМС, які описуються ПФ у цілочисельній формі з нулями ПФ у дробовій формі без нулів дає «серйозний поштовх» до розроблення методу синтезу за бажаними формами характеристичного полінома дробового порядку. Тим самим є можливість розвинути метод узагальненого характеристичного полінома (УХП) стосовно синтезу регуляторів дробового порядку за опису ЕМС моделями (1) або (2). У цьому випадку динамічні властивості об'єкта керування визначаються лише характеристичним поліномом дробового порядку, що спрощує процедуру синтезу. Пропонується підхід до синтезу



регуляторів з урахуванням особливостей об'єктів керування ЕМС за використанням бажаних форм дробового порядку №1 і №2, які рекомендуються у випадках, коли необхідно забезпечити задані динамічні властивості координати керування.

Розглянуті різні варіанти синтезу дробового регулятора для ЕМС запропонованим методом, які обумовлені: особливостями об'єкта керування; бажанням отримати заданий характер перехідного процесу, а саме: монотонний, або із заданим перерегулюванням. Як один із варіантів застосування запропонованого підходу до синтезу ЕМС розглянемо САК з об'єктом керування, що описується ПФ

$$W(s) = \frac{1}{0,8s^{2,2} + 0,5s^{0,9} + 1} \quad (11)$$

На рис. 3 (крива 1) показано перехідну функцію об'єкта керування, яка відповідає ПФ (11) і характеризується високою коливністю.

Проведемо синтез регулятора для цього контуру САК методом УХП згідно розробленого алгоритму, якщо бажаний перехідний процес повинен бути близьким до модульного оптимуму. Спочатку знайдено ПФ замкненого контуру САК  $W_k(s)$  з коефіцієнтом зворотного зв'язку  $K_{33}$ .

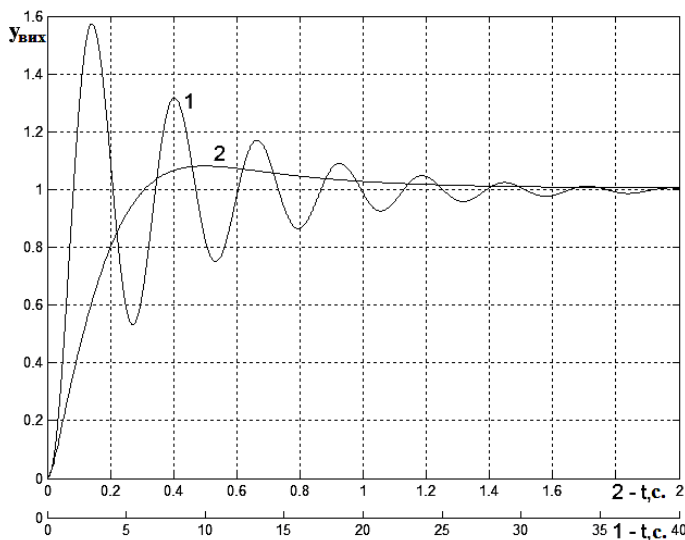


Рис. 3. Перехідні функції: об'єкта керування (крива 1, вісь абсцис 1), і синтезованого контура (крива 2, вісь абсцис 2)

Тоді, розділивши чисельник і знаменник отриманої ПФ на чисельник, прирівняємо отриманий вираз до якоїсь бажаної дробової форми, наприклад форми №1. Отримаємо

$$\frac{1}{0,8s^{2,2} + 0,5s^{0,9} + 1 + K_{33}} = \frac{\omega_{oc} / K_{33}}{s^q + \omega_{oc}} \quad (12)$$

З табл. 6 вибираємо бажані параметри перехідного процесу: перерегулювання  $\delta=7,3\%$ ,  $t_{0,95}=0,28$ с. Це забезпечує форма №1 (рядок №4 табл. 6) з параметрами  $q=1,2$ ;  $\omega_{oc} = 10 \text{ с}^{-1}$ ;  $K_{33} = 1$ . Підставивши в (12) і

прирівнявши характеристичні поліноми лівої і правої частини, визначимо ПФ регулятора дробового порядку

$$W_p(s) = 8s^{1,0} + 5s^{-0,3} + 10 \cdot s^{-1,2}, \quad (13)$$

тобто за результатом синтезу отримано структуру  $\Gamma^{\lambda_1} \Gamma^{\lambda_2} D^{\mu}$  -регулятора. За використанням такого регулятора отримано перехідну функцію системи (див. рис. 3, крива 2), з наступними параметрами:  $\delta = 8,1\%$ ,  $t_{0,95} = 0,271$ с тобто відхилення від заданих параметрів не перевищує 1%.

Розглянемо інший варіант синтезу дробового регулятора, з такими ж як і в попередньому прикладі, параметрами перехідного процесу:  $\delta = 7,3\%$  і  $t_{0,95} = 0,28\text{с}$ , але для ЕМС з об'єктом керування з ПФ

$$W(s) = \frac{1}{0,5s^{0,9} + 1} \quad (14)$$

На рис. 4 (крива 1) показано перехідну функцію об'єкта керування, яка відповідає цій ПФ.

Провівши перетворення, як і в попередньому прикладі, і задавшись бажаною формою (9) при  $K_{33} = 1$ , отримаємо ПФ регулятора

$$W_p(s) = 5s^{-0,3} + 10 \cdot s^{-1,2} \quad (15)$$

Отже, у результаті синтезу отримано регулятор дробового порядку без пропорційної складової зі структурою  $I^{\lambda_1}I^{\lambda_2}$ .

За використання такого регулятора отримуємо перехідний процес (рис. 4, крива 2) з наступними параметрами:  $\delta = 8,1\%$ ,  $t_{0,95} = 0,271\text{с}$ , тобто відхилення від заданих параметрів також не перевищує 1%.

Для параметричної оптимізації ЕМС у режимі реального часу запропоновано підхід на основі модифікації двох методів: адаптивного методу, який використовує перехідну функцію ЕМС, і методу технологічного переналагодження замкнених систем, який призначений для розпізнавання необхідного переналагодження і розрахунку параметрів налагодження регулятора за реакцією замкненої ЕМС на задане збурення. Суть запропонованого підходу полягає у використанні в ролі еталонної моделі, зокрема бажаних дробових форм, і еволюційних методів МРЧ та ГА для налаштування  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регуляторів дробового порядку. Цей метод передбачає всі види перетворень, як з попереднім визначенням параметрів моделі, так і з безпосереднім переходом від характеристик тестового перехідного процесу до оптимальних параметрів налагодження. Необхідні збурення вводяться лише в замкнену систему.

Алгоритм вибору параметрів  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятора для оптимізації контуру з об'єктом керування (11) за застосування модифікованого МРЧ і перехідної функції бажаної дробової форми полягає в наступному:

1. Вноситься в пам'ять комп'ютера еталонна (бажана) перехідна функція для системи з ПФ (9).

2. Для  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятора з будуємо п'ятивимірний простір рою (за кількістю параметрів:  $K_p, T_i, T_d, \lambda, \mu$ ).

3. На кожній ітерації для кожної частинки рою (координата параметрів регулятора в п'яти-вимірному просторі) і набутих нею в процесі руху в просторі параметрів знаходиться її перехідна функція і відбувається порівняння її з

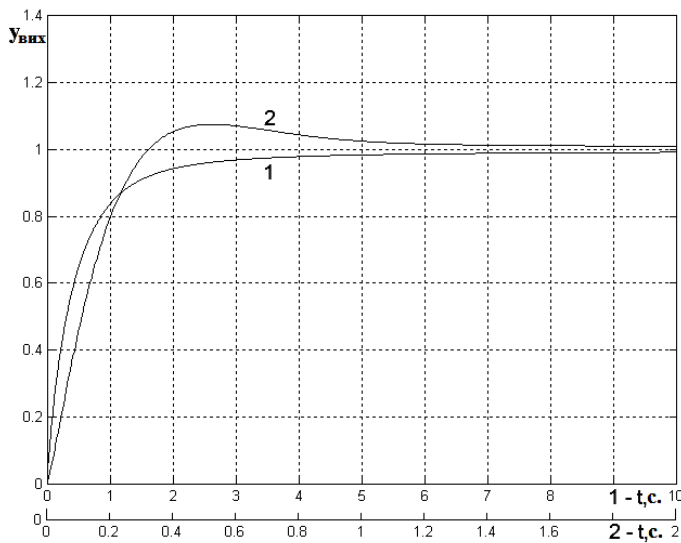


Рис. 4. Перехідні функції: об'єкта керування з ПФ (14) (крива 1 з віссю абсцис 1), оптимізованого контуру з регулятором з ПФ (15) (крива 2 з віссю абсцис 2)

еталонною. Частинка, параметри якої забезпечать найменше абсолютне середньоквадратичне відхилення і менше від попередньої ітерації, буде визначена як найкраща на даній ітерації, а її параметри будуть визначати траєкторії руху інших частинок на наступній ітерації.

Кількість ітерацій можна або задавати в ручному режимі, або вводити процедуру припинення ітераційного процесу, коли абсолютне середньоквадратичного відхилення найкращої частинки стане меншим за задане.

Розглянемо варіант синтезу параметрів регулятора МРЧ для об'єкта керування з ПФ (11) за використання перехідної функції бажаної дробової форми. У даному випадку, як приклад, використаємо бажану перехідну функцію дробового порядку (форма №1) при  $K_{зз}=1$  з такою бажаною якістю перехідного процесу:  $t_{0,95}=0,28$  с,  $\delta=7,32\%$ ,  $t_{\max}=0,52$  с, яка відповідає ПФ (9) для  $\omega_{oc}=10$  с<sup>-1</sup>. У результаті синтезу МРЧ за використання перехідної функції такої бажаної дробової форми отримано таку ПФ ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора

$$W_p(s) = 7,017 + 13,54s^{-1,397} + 7,63s^{1,021}. \quad (16)$$

Величина  $\delta_{п}$  для перехідної функції, отриманої за використання ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора, і бажаної становить 1,52% і внесена в табл. 7.

Запропоноване застосування МРЧ як для аналізу, так і для синтезу САК, спрямоване на практичне використання, зокрема, для побудови самоналагоджувальних систем керування електроприводами виробничих механізмів на базі сучасних дробових ПЛК.

У зв'язку зі зростанням попиту на регульовані електроприводи змінного струму проведено дослідження щодо використання в універсальних перетворювачах частоти, зокрема типу МФС 710 з векторним керуванням, ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторів з ПФ (8) і можливості реалізувати режим самоналагодження ЕМС з такими регуляторами.

Запропоновано підходи до налагодження параметрів як дробового, так і цілочисельного ПІД-регулятора швидкості, який розглядається як частковий випадок більш загального його представлення ( $\lambda=\mu=1$ ), в автоматичному режимі, тобто в режимі самоналагодження МРЧ. Для цього може використовуватися комп'ютер або спеціалізований ПЛК ПЧ. З метою вибору раціонального варіанту режиму самоналагодження регулятора швидкості в ЕМС з мікропроцесорним керуванням шляхом формування бажаної динамічної характеристики контура регулювання швидкості за використання МРЧ і оцінки можливості його реалізації, були проведені стимуляційні дослідження двох варіантів налагодження параметрів регулятора швидкості:

- за використання перехідної функції бажаної дробової форми;
- за характерними точками перехідної функції бажаної дробової (цілочисельної) форми ( $t_{0,95}$ , максимальне відхилення координати  $u_{\max}$ , або її перерегулювання та час досягнення максимуму перерегулювання  $t_{\max}$ ).

Відмінність алгоритму такого підходу від попереднього полягає в тому, що порівняння перехідної функції з еталонною відбувається лише в певних характерних точках перехідного процесу  $t_{0,95}$ ,  $u_{\max}$  і  $t_{\max}$ .

При пошуку параметрів ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора швидкості за характерними точками

перехідної функції бажаної дробової (цілочисельної) форми в алгоритм введена функція якості  $J$ , яка характеризує ступінь збігу, і записується у вигляді

$$J = k_t (t_{0,95} - t_{0,95pot})^2 + k_y (y_{max} - y_{maxpot})^2 + k_{tmax} (t_{max} - t_{maxpot})^2, \quad (17)$$

де  $k_t=0,1$ ;  $k_y=1$ ;  $k_{tmax}=1$  – вагові коефіцієнти.

Ці коефіцієнти враховують ступінь важливості кожної з характерних точок, а їх величина вибирається емпірично. В процесі використання МРЧ  $J$  мінімізується (в ідеальному випадку вона дорівнює нулю). Тобто, на кожному кроці ітерації відбувається порівняння поточних параметрів кожного елемента рою з еталонними і розрахунок функції якості.

Як приклад, для налагодження використаємо бажану перехідну функцію дробового порядку (форма №1) з ПФ (9). Така якість перехідного процесу відповідає модульному оптимуму протіканню перехідних процесів в ЕМС. У результаті синтезу МРЧ за використання характерних точок перехідної функції бажаної дробової форми (9) (для  $k_t=0,1$ ;  $k_y=1$ ;  $k_{tmax}=1$ ) отримано ПФ ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора

$$W_p(s) = 15,3692 + 27,2496s^{-1,1566} + 9,4120s^{1,1852}. \quad (18)$$

Запропонований підхід до синтезу дробового ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора МРЧ за характерними точками бажаної перехідної функції прискорює процес синтезу і забезпечує достатню наближеність до поставленого завдання ( $\delta_n=4,7\%$ ), задовільну швидкодію, і може бути запропонований для реалізації самоналагоджувальної системи керування ЕМС за використання ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора.

Ступінь збігу отриманих перехідних функцій за різних підходів з вибраною бажаною формою №1 для об'єкта керування з ПФ (11) наведено в табл. 7.

Таблиця 7

Ступінь збігу отриманих перехідних функцій за різних підходів до налагодження параметрів регулятора з вибраною бажаною формою №1

Перехідні функції	Параметри ПФ			Похибка $\delta_n, \%$
	$t_{0,95}, c$	$\delta_n, \%$	$t_{max}, c$	
Бажана дробова форма №1	0,28	7,3	0,75	-
МРЧ за перехідною функцією	0,273	8,9	0,81	1,52
МРЧ за характерними точками	0,213	7,04	1,05	4,7

Аналіз запропонованих підходів до побудови самоналагоджувальних цифрових ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторів та ПІД-регуляторів швидкості ЕМС за допомогою МРЧ показав їх придатність для практичної реалізації в перетворювачах частоти типу MFC710 за використання комп'ютера або спеціалізованої опції ПЛК.

За використання інтелектуальних методів була проведена оптимізація двомасової ЕМС з урахуванням нелінійності реактивного навантаження. Результат цих досліджень підтвердив, що використання регуляторів дробового порядку і, зокрема, ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора є ефективним засобом побудови сучасних систем ЕМС такого типу.

У четвертому розділі проведено пошук інформативного параметра для аналізу (оцінки ступеня) стійкості ЕМС дробового порядку і розроблено підхід до її забезпечення шляхом створення «обмежувальної зони» в процесі вибору параметрів дробового регулятора при його робастному синтезі за бажаною якістю перехідного процесу.

На сучасному етапі, у зв'язку з перспективою розроблення самоналаштувальних систем, актуальним є розроблення підходів до оперативного контролю стійкості ЕМС, які передбачають врахування невизначеності її параметрів. Для більшості ЕМС характерною є параметрична невизначеність, тому проблему стійкості системи можна звести до стійкості її характеристичного полінома. Дослідження ЕМС дробового порядку на стійкість відрізняється від традиційних систем, які описуються ПФ цілого порядку, зокрема, стійка система дробового порядку може мати корені в правій половині комплексної площини.

Для розроблення раціонального варіанту оперативного контролю умови стійкості ЕМС з перспективою його застосування для побудови самоналагоджувальних систем як найбільш перспективні розглянуто підхід за використання комплексної  $\omega_R$ -площини поверхні Рімана.

Оскільки основна площина Ріманової поверхні, тобто  $\omega_R$ -площина, створюється згідно нерівності  $-\pi < \arg(s) < \pi$  шляхом використання відображення  $\omega_R = s^q$  і записується у вигляді  $-\pi q < \arg(\omega_R) < \pi q$ , то в цьому випадку області стійкості системи відповідає права частина  $\omega_R$ -площини в межах сектору  $-\pi q/2 < \arg(\omega_R) < \pi q/2$ . Результатом цих досліджень є знаходження певного інформативного параметра щодо знаходження ЕМС в зоні стійкої/нестійкої роботи або на межі цих зон, і за наближенням даного параметра до однієї з цих зон можливість прогнозувати характер перехідного процесу.

Пошук інформативного параметра для оцінки стійкості за використання згаданих вище підходів розглянемо на прикладі системи, яка описується дробовою ланкою з ПФ

$$W(s) = \frac{1}{0,8s^{\alpha_2} + 0,5s^{\alpha_1} + 1} \quad (19)$$

і є частковим випадком виразу (2) та використовується для перевірки методик вибору параметрів дробових регуляторів. Для  $m = 10$   $\omega_R = s^{\frac{1}{10}}$  умова стійкості для системи з ПФ (19), записується у вигляді  $0,157 < |\phi_{\omega_i}| < 0,314$  рад ( $|\phi_{\omega_i}|$  – абсолютна фаза найменшого за модулем кореня полінома на  $\omega_R$ -площині).

Запропоновано проводити аналіз залежності впливу показників степені  $\alpha_2, \alpha_1$  на стійкість таких ланок за результатами попередньо розрахованих коренів характеристичних рівнянь, тобто контролю параметра  $|\phi_{\omega_i}|$ . Результати аналізу ПФ (19) зведені в табл. 8 і показують вплив зміни степеней  $\alpha_2, \alpha_1$  на зміну коренів полінома  $\omega_i$ , параметра  $|\phi_{\omega_i}|$  і, відповідно, на стан системи.

Аналіз стійкості ЕМС, які описуються дробовою ПФ (19) при зміні дробових степенів  $\alpha_1, \alpha_2$

N з/п	ПФ	$\omega_{R_{n-1,n}}$	$ \phi_{\omega(n-1,n)} $ , рад.	Стан системи
1	$W(s) = \frac{1}{0,8s^{2,2} + 0,5s^{0,9} + 1}$	$1,0045 \pm 0,1684i$	0,1661	стійка
2	$W(s) = \frac{1}{0,8s^{2,2} + 0,5s^{1,7} + 1}$	$0,9786 \pm 0,1546i$	0,157	на межі стійкості, коливна
3	$W(s) = \frac{1}{0,8s^{2,2} + 0,5s^{1,9} + 1}$	$0,9774 \pm 0,1486i$	0,151	нестійка

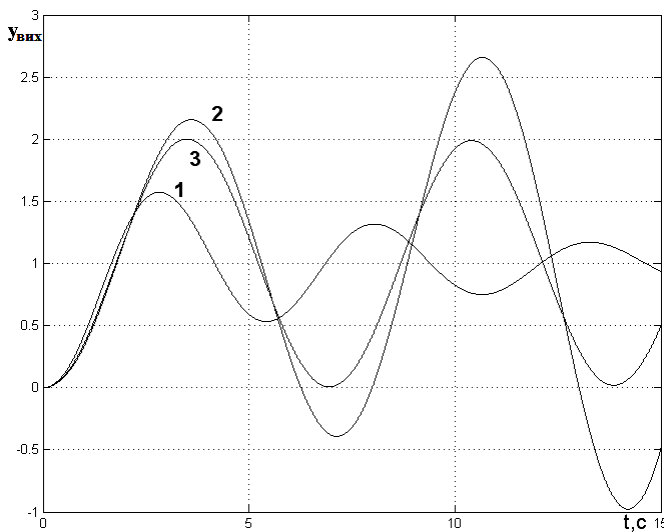


Рис. 5. Перехідні функції ланок ЕМС з ПФ наведеними в табл. 8

Для перевірки достовірності отриманих результатів проведемо дослідження перехідних функцій систем з ПФ наведеними в табл. 8. На рис. 5 показані результати цих досліджень, зокрема перехідні функції: криві 1, 2, 3 відповідають ПФ у рядку 1, 2, 3 табл. 8.

Якщо параметр  $|\phi_{\omega i}| = 0,314$  рад, то у перехідній функції вихідної координати ЕМС перерегулювання відсутнє. По мірі зменшення  $|\phi_{\omega i}|$  від 0,314 рад. перерегулювання зростає, і при  $|\phi_{\omega i}| = 0,157$  рад виникає коливний

режим. Тобто за величиною параметру  $|\phi_{\omega i}|$  можна отримувати інформацію про стійкість, коливність і в першому наближенні про якість перехідного процесу вихідної координати ЕМС.

Запропоновано оцінювати ступінь впливу на стійкість систем дробового порядку окремих параметрів у різних діапазонах їх зміни і, відповідно, коректувати допустимі межі цих діапазонів. Такий підхід може бути введено в алгоритм самоналагодження ЕМС за використання дробового регулятора. Розглянутий підхід до аналізу стійкості придатний для ЕМС, які описуються передавальними функціями як дробового, так і цілого порядку.

На основі умови стійкості  $0,157 < |\phi_{\omega i}| < 0,314$  рад. здійснимо аналіз стійкості полінома дробового порядку. Для цього дослідження стійкості проводимо на прикладі об'єкта керування дробового порядку з ПФ (2).

Дослідимо стійкість такого об'єкта керування задавшись, наприклад, наступними параметрами  $a_2=0,8$ ,  $\alpha_2=2,2$ ,  $a_1=0,5$ ,  $\alpha_1=0,9$  з діапазоном їх зміни в межах  $\pm 20\%$ :  $0,6 \leq a_2 \leq 1,0$ ;  $1,76 \leq \alpha_2 \leq 2,64$ ;  $0,4 \leq a_1 \leq 0,6$ ;  $0,72 \leq \alpha_1 \leq 1,08$ . Оскільки параметрів, які змінюються є чотири, то всього можливо 16 варіантів їх комбінацій. Коректність цих досліджень здійснено шляхом порівняння з результатами, отриманими за використання перехідних функцій. Результати розрахунків стійкості

кожного з цих варіантів за використання інформативного параметра  $|\phi_{oi}|$  наведені в табл. 9.

Таблиця 9

Результати дослідження стійкості ланки з ПФ (2) за зміни параметрів  $a_2, \alpha_2, a_1, \alpha_1$  в межах  $\pm 20\%$

№	$a_2$	$\alpha_2$	$a_1$	$\alpha_1$	$ \phi_{oi} $ , рад.	Стан системи
1	$a_{2min}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1min}$	0,199	стійка
2	$a_{2min}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1max}$	0,202	стійка
3	$a_{2min}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1min}$	0,211	стійка
4	$a_{2min}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1max}$	0,215	стійка
5	$a_{2min}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1min}$	0,132	нестійка
6	$a_{2min}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1max}$	0,139	нестійка
7	$a_{2min}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1min}$	0,137	нестійка
8	$a_{2min}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1max}$	0,148	нестійка
9	$a_{2max}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1min}$	0,195	стійка
10	$a_{2max}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1max}$	0,195	стійка
11	$a_{2max}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1min}$	0,204	стійка
12	$a_{2max}$	$\alpha_{2min}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1max}$	0,204	стійка
13	$a_{2max}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1min}$	0,131	нестійка
14	$a_{2max}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1min}$	$\alpha_{1max}$	0,136	нестійка
15	$a_{2max}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1min}$	0,135	нестійка
16	$a_{2max}$	$\alpha_{2max}$	$a_{1max}$	$\alpha_{1max}$	0,143	нестійка

Отримані результати показують, що при зміні параметрів у діапазоні  $\pm 20\%$  інформативний параметр стійкості досліджуваного полінома змінюється в діапазоні  $0,131 \leq |\phi| \leq 0,215$  рад, і виходить за межі діапазону стійкості для  $m=10$ , яка становить  $0,157 < |\phi_{oi}| < 0,314$  рад.

Проаналізувавши результати, наведені в табл. 9 на предмет стійкості ЕМС, яка описується ПФ (19), можна зробити висновки:

- у заданому діапазоні зміни  $a_2, \alpha_2, a_1, \alpha_1 \pm 20\%$  стійкість не завжди забезпечується, на наборах № 5, 6, 7, 8, 13, 14, 15, 16 система нестійка;
- критичний вплив на стійкість має параметр  $\alpha_2$ ;
- для забезпечення стійкості треба зменшити діапазон зміни всіх параметрів, або, можливо, тільки параметра  $\alpha_2$ .

Запропонована процедура розрахунку стійкості для ЕМС, які описуються ПФ дробового порядку, дає змогу реалізувати алгоритм пошуку діапазону зміни її параметрів, при якому забезпечується режим стійкості.

Якщо питання структурного синтезу вирішено, а необхідно знайти значення налагоджувальних параметрів регулятора з врахуванням умов, наприклад, робастності, які забезпечують мінімум певного цільовому функціоналу, то виникає завдання параметричного синтезу. На даний час таку задачу можна розв'язати методами оптимального керування або евристичними методами. У реальних задачах оптимізації САК ЕМС виникає ситуація, коли оптимальна система повинна

забезпечити виконання декількох різнорідних вимог згідно різних критеріїв, тобто виникає багатокритеріальна задача. Відомі різні методи розв'язку задач параметричної оптимізації САК, зокрема метод приведення багатокритеріальних задач до задач з одним критерієм шляхом призначення ваг обраних цілей  $a_k$ , для  $k = 1 - n$ , де  $n$  – кількість цілей. У цьому випадку цільова функція має вигляд

$$\Phi = \sum_{k=1}^n a_k \Phi_k, \quad (20)$$

де  $\Phi_k$  – цільова функція  $k$ -ї цілі.

Недоліком такого підходу є суб'єктивний фактор, який присутній при встановленні спеціалістом ваги обраної цілі перед розв'язком задачі. Усунути цей недолік можна шляхом перенесення однієї або декількох цілей у створену множину обмежень.

Пропонується для вирішення задач параметричного синтезу застосовувати еволюційні методи, зокрема: МРЧ і ГА. На основі результатів досліджень, наведених у попередніх розділах, запропоновано розв'язувати задачу параметричного синтезу за використання:

- критерію якості протікання перехідного процесу, який відповідає дробовій бажаній формі;

- контролю запасу стійкості ЕМС шляхом розрахунку абсолютної фази  $|\phi_{\omega i}|$  найменшого за модулем кореня полінома ЕМС на комплексній  $\omega_R$ -площині;

- показників робастності параметрів ЕМС і нечутливості до частотних впливів у каналі завдання і навантаження як функції цілі (20), або окремих умов робастності ЕМС і її нечутливості до збурень у каналі завдання і навантаження, які накладають обмеження на вибір параметрів регулятора.

Одним з основних критеріїв для проведення оцінки точності такого параметричного синтезу регуляторів використано  $\sigma_n$ . Саме цей параметр відповідає за визначення ступеню співпадання перехідного процесу оптимізованого контура з бажаним.

На основі аналізу показників робастності ЕМС дробового порядку можна вважати найбільш важливим з них робастність до зміни коефіцієнта підсилення об'єкта керування  $R_b$ . З урахуванням цих найважливіших показників сформовано на основі (20) функціонал якості  $J_R$  для синтезу ЕМС за використання еволюційних методів

$$J_R = \sigma + a \cdot R_b, \quad (21)$$

де  $a$  – ваговий коефіцієнт врахування параметра робастності  $R_b$ .

Для порівняння запропонованого варіанту синтезу ЕМС з урахуванням умов її робастності з варіантом без врахування робастності, проведено дослідження обох варіантів для контуру струму тиристорного компенсатора реактивної потужності (ТКРП), результати яких наведено в табл. 10.



Параметри робастності оптимізованого контура струму

N з/п	МРЧ к-ть ітер.	$W_p(s)$	Показники якості		Показники робастності			
			$\sigma_{\Pi}$	$J_R$	$\Delta\varphi_{\text{зап}},$ град.	Rb	T(j $\omega$ ) для $\omega=10\text{c}^{-1}$	S(j $\omega$ ) для $\omega=0,01\text{c}^{-1}$
1	5	$0,4781 + \frac{25,8446}{s^{0,9851}} + 0,2948s^{0,18}$	0,0036	-	91	0,005	89,4	0,001
2	5 (J <sub>R</sub> )	$0,7221 + \frac{25,5332}{s^{0,9863}} + 0,1770s^{0,23}$	-	0,0101	91,1	0,00033	88,2	0,001
3	10	$0,502 + \frac{26,0403}{s^{0,9953}} + 0,2717s^{0,1171}$	0,0016	-	90,04	0,0056	90,83	0,001
4	10 (J <sub>R</sub> )	$0,8612 + \frac{25,6186}{s^{1,001}} + 0,0501s^{0,2117}$	-	0,0048	89,9	0,00036	89,4	0,001

Тут T(j $\omega$ ) – чутливість системи до високочастотних завад (шумів), S(j $\omega$ ) – чутливості системи до низькочастотних збурень у каналі навантаження.

Запропонований варіанту синтезу ЕМС з урахуванням умов її робастності за використання запропонованого функціонала якості, контролю умов робастності і частотних впливів, застосовуючи МРЧ, дозволив синтезувати ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятор дробового порядку, який забезпечив більш ніж на порядок вищу робастність Rb та бажану якість перехідного процесу.

На основі синтезованих контурів струму і напруги СПР напруги автономного АГ з ТКРП, синтезованих методом УХП для цілочисельного представлення та методами дробового характеристичного поліному (ДХП - модифікація методу УХП для дробових ЕМС) та інтелектуальними (МРЧ і ГА). За результатом різних методів синтезу регуляторів проведено порівняльний аналіз робастності контура струму, який дає такі результати:

- ПІД-регуляторам цілого порядку, синтезованим інтелектуальними методами властива гірша робастність Rb, ніж ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторам дробового порядку;
- ПІД-регулятори цілого порядку, синтезовані за опису об'єкта керування точнішими моделями дробового порядку, мають кращу робастність Rb, ніж у випадку опису об'єкта цілочисельними моделями високого порядку;
- дробові регулятори, синтезовані на основі ДХП, мають найкращу робастність Rb $\approx$ 0 та до низькочастотних збурень зі сторони навантаження.

**У п'ятому розділі** розроблено цифровий інтегрально-диференціальний регулятор дробового порядку, в тому числі у вигляді опції в ПЛК перетворювача частоти для керування координатами електропривода, або технологічними характеристиками.

Розвиток ідеї застосування дробових регуляторів, зокрема в перетворювачах частоти чи в спеціалізованих ПЛК, дасть змогу реалізувати складніші алгоритми керування і відкриває шлях до побудови самоналагоджувальних ЕМС без суттєвого їх подорожчання. Такі контролери повинні реалізувати наступне:

- провести ідентифікацію об'єкта керування і апроксимувати отриману

перехідну або частотну характеристику дробовою моделлю (1) або (2);

- синтезувати інтегрально-диференціальний регулятор дробового порядку за заданими (бажаними) параметрами динамічної характеристики ЕМС;

- здійснювати адаптацію параметрів регулятора до змін параметрів ЕМС.

ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятори, як показано в розділі 2, доцільно реалізовувати на основі перетворення Оусталоупа з порядком перетворення в залежності від бажаної точності і швидкодії N=1 або N=2 за використання сучасних мікроконтролерів. Перевагою такого підходу є простота обчислювальної процедури і задовільна точність і швидкодія. Апроксимуюча ПФ, у даному випадку інтегровально-диференціального регулятора дробового порядку, записується у вигляді відношення n-розрядних цілочисельних поліномів (4).

Запропонована реалізація інтегровальної і диференціальної ланок ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора на основі теореми про розкладання правильного раціонального дроби на елементарні. Тоді Q(s) з виразу (4) представимо у вигляді

$$s^{\pm\alpha} \Rightarrow W(s) = A_1 \frac{1}{s-s_1} + A_2 \frac{1}{s-s_2} + \dots + A_n \frac{1}{s-s_n}, \quad (22)$$

де  $s_1, s_2, \dots, s_n$  - полюси ПФ (4).

Таким чином, інтегральна і диференціальна ланки дробового порядку на основі (22) можна легко реалізувати в програмних середовищах C, C++ або в Асемблері.

З метою практичного програмування такого дробового ПІД<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора на мікроконтролері або сигнальному процесорі поставлені наступні вимоги: розв'язок повинен бути максимально простим; забезпечувати мінімум операцій обчислення, тобто максимальну швидкодію процесора; забезпечувати високу точність; передбачати можливість вибору кроку розрахунку в широкому діапазоні; не обмежувати часовий діапазон розрахунку.

На основі попередньо розробленої і відлагодженої програми в середовищі MATLAB регулятор дробового порядку було реалізовано за використання мови програмування C і плат Arduino Mega 2560 та Arduino DUE. На наступному етапі проведено їх дослідження в автономному режимі без застосування комп'ютера. В цьому випадку комп'ютер використовувався лише для живлення плати і для реєстрації перехідних процесів. У випадку забезпечення іншого джерела живлення (акумулятор або блок живлення) комп'ютер можна не використовувати.

На рис. 6 наведені результати дослідження перехідних функцій інтегральних дробових ланок з ПФ  $W(s)=s^{-\alpha}$  (для  $\alpha=0,1; 0,3; 0,5; 0,7; 0,9$  – криві 1-5 відповідно), а на рис. 7 – диференціальних дробових ланок з ПФ  $W(s)=s^{\alpha}$  (для  $\alpha=0,1; 0,3; 0,5; 0,7; 0,9$  – криві 1-5 відповідно). Зовнішня плата Arduino DUE працює автономно і запрограмована згідно перетворення Оусталоупа (3) з N=1. Перехідні функції ланок для можливості їх опрацювання зняті в циклі розрахунку на виході плати перед записом у порт виводу.

Для оцінки точності реалізації інтегральної/диференціальної ланки дробового порядку регулятора дробового порядку запропоновано порівнювати миттєві значення перехідних функцій, отриманих за використання перетворення Оусталоупа, з еталонними, отриманими згідно перетворення Лапласа. Результати порівняльного аналізу наведені в табл. 11.

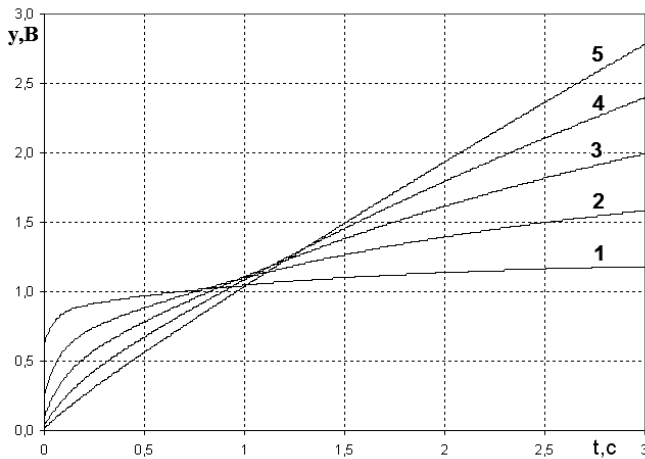


Рис. 6. Перехідні функції інтегральних ланок дробового порядку за зміни степеня для  $N=1$

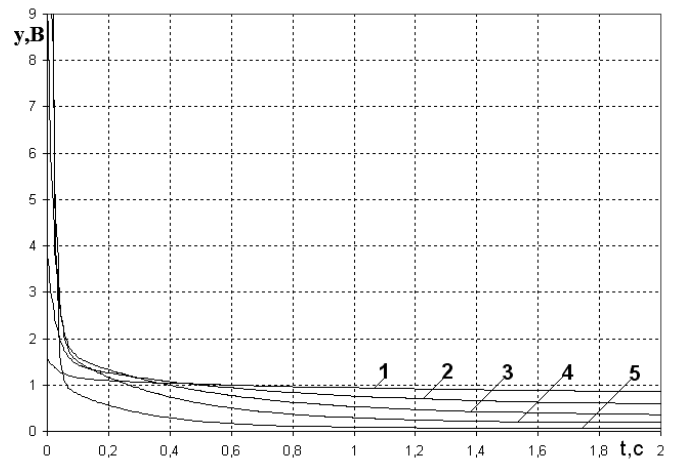


Рис. 7. Перехідні функції диференціальних ланок дробового порядку за зміни степеня для  $N=1$

Таблиця 11

Порівняльний аналіз різних варіантів реалізації інтегральної /диференціальної ланки дробового порядку (з використанням і без використання MATLAB)

№ з/п	Варіант реалізації	ПФ ланки	Перетв. Оусталоупа	$\sigma_{\Pi}$ , В	Швидкодія $\tau$ , с
1	MATLAB + Arduino Mega 2560	$s^{-0,5}$	$N=1$	0,0948	0,008-0,015*
2	MATLAB + Arduino Mega 2560	$s^{-0,5}$	$N=2$	0,0723	0,009-0,012*
3	MATLAB + Arduino Mega 2560	$s^{0,5}$	$N=1$	0,0575	0,008-0,015*
4	MATLAB + Arduino Mega 2560	$s^{0,5}$	$N=2$	0,0204	0,010-0,012*
5	Arduino Mega 2560	$s^{-0,5}$	$N=1$	0,0667	0,0044
6	Arduino Mega 2560	$s^{-0,5}$	$N=2$	0,0547	0,0072
7	Arduino Mega 2560	$s^{0,5}$	$N=1$	0,1945	0,0044
8	Arduino Mega 2560	$s^{0,5}$	$N=2$	0,1119	0,0072
9	Arduino Due	$s^{-0,5}$	$N=1$	0,0667	0,00157
10	Arduino Due	$s^{-0,5}$	$N=2$	0,0549	0,0025
11	Arduino Due	$s^{0,5}$	$N=1$	0,0625	0,00157
12	Arduino Due	$s^{0,5}$	$N=2$	0,0322	0,0025

\* - впливає завантаженість комп'ютера

Макетні дослідження диференціальної та інтегральної ланок дробового порядку  $s^{\pm\alpha}$  за використання плат Arduino Mega 2560 і Arduino DUE без використання пакету MATLAB в реальному часі дали змогу відпрацювати програму реалізації цифрового дробового регулятора і довели перспективність його реалізації як опції в ПЛК ПЧ для керування координатами електропривода (частотою обертання), або технологічними параметрами (температурою, тиском тощо).

Для реалізації ПІД<sup>μ</sup>-регулятора дробового порядку в ПЛК ПЧ можна використати промисловий комп'ютер у випадку, коли він передбачений для керування ПЧ, або спеціалізований ПЛК, який є опцією ПЧ. Реалізація регуляторів здійснена за використання плати MFC1000/10, виготовленої на замовлення фірми «Тверд», у якій використано процесор ARM STM32F407 VG. Таку плату

передбачається використати для розроблення ПЛК у новій версії ПЧ типу MFC.

Програмне забезпечення для інтегральної і диференціальної ланок дробового порядку, розроблене в програмному середовищі Arduino (мова програмування C) для плат Arduino Mega 2560 і Arduino DUE, було перероблене для плати MFC1000/10 на основі мікропроцесора ARM STM32F407 VG. Програмування плати MFC1000/10 здійснювалося в професійному програмному середовищі CoCoX CoIDE мовою програмування C. Після відлагодження програма була записана в пам'ять плати і проведені її дослідження в автономному режимі без застосування комп'ютера. У процесі досліджень проведено оцінку швидкодії регуляторів  $\tau$ , результати якої наведені в табл. 12.

Таблиця 12

Швидкодія інтегральної /диференціальної ланок дробового порядку за використання мікроконтролерної плати MFC1000/10

№ з/п	Варіант реалізації	ПФ ланки	Перетв.Оусталоупа	$\tau$ , с
1	MFC1000/10	$s^{-0,5}, s^{0,5}$	N=1	0,0001
2	MFC1000/10	$s^{-0,5}, s^{0,5}$	N=2	0,0002

Розробленням регулятора дробового порядку передбачено його роботу в режимі цілочисельного. З метою перевірки можливості запропонованого способу реалізації дробового регулятора проведено дослідження ступеня адекватності  $\Pi^\lambda$  та  $\Pi^\lambda \text{Д}^\mu$  регуляторів з класичним ПІ та ПІД регуляторами. Перевагою  $\Pi^\lambda \text{Д}^\mu$ -регулятора дробового порядку, реалізованого за застосування перетворення Оусталоупа, є його універсальність, тобто він може працювати і як класичний ПІ, чи ПІД-регулятор, якщо встановивши  $\lambda=1, \mu=0$ , або  $\lambda=1, \mu=1$ .

Для оцінки проведених досліджень у табл. 13 наведені їх результати: швидкодія  $\tau$  і середньоквадратичне відхилення  $\sigma_{\text{п}}$  перехідних процесів різних варіантів реалізації ПІ-регуляторів за використання плат з різними контролерами в порівнянні з перехідним процесом, отриманим для ПІ-регулятора на основі зворотного перетворення Лапласа.

Таблиця 13

Швидкодія та точність різних варіантів реалізації ПІ-регуляторів цілого порядку

№ з/п	Варіант реалізації	Перетв.Оусталоупа	$\sigma_{\text{п}}, \text{В} / (\delta_{\text{п}}, \%)$	$\tau$ , с
1	Arduino Mega2560 ПІ-регулятор	-	0,0029 / (0,029%)	0,00125
2	Arduino DUE ПІ-регулятор	-	0,00292 / (0,029%)	0,00111
3	Arduino Mega 2560 $\Pi^\lambda$ ( $\lambda=1$ )	N=1	0,01061 / (0,106%)	0,0039
4	Arduino Mega 2560 $\Pi^\lambda$ ( $\lambda=1$ )	N=2	0,01061 / (0,106%)	0,0065
5	Arduino Due $\Pi^\lambda$ ( $\lambda=1$ )	N=1	0,01060 / (0,106%)	0,0010
6	Arduino Due $\Pi^\lambda$ ( $\lambda=1$ )	N=2	0,01061 / (0,106%)	0,0020
7	MFC1000/10 ( $\lambda=1$ )	N=1	-	0,0001
8	MFC1000/10 ( $\lambda=1$ )	N=2	-	0,0002

Проведені дослідження показали високу адекватність варіантів практичної реалізації інтегральної/диференціальної моделі дробового порядку за використання перетворення Оусталоупа та побудови на її основі  $\text{PI}^\lambda$ -регулятора дробового порядку. Отримані результати дають змогу перейти до реалізації за такого підходу  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятора дробового порядку. У стандартному варіанті MFC 710 передбачений ПЛК, за допомогою якого можна контролювати режими роботи ПЧ і керувати певними технологічними процесами. Система керування ПЛК розроблена таким чином, що дозволяє змінювати програму налаштування електропривода без будь-якого демонтажу елементів. Була здійснена реалізація опції перетворювача частоти типу MFC710 з дробовим  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятором.

Дослідження розробленої опції перетворювача частоти типу MFC710 потужністю 4 кВт з  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятором було проведено на випробувальному стенді фірми "Тверд" у системі ПЧ-АД з енкодером (АД:  $P_n = 3,0\text{кВт}$ ,  $U_n = 400\text{В}$ ,  $n_n = 1445\text{об/хв}$ ,  $I_n = 6,8\text{А}$ ,  $\cos\phi = 0,75$ ) за програмою часткового факторного експерименту. На рис. 8 показані перехідні процеси в ЕМС за використання  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятора з ПФ  $W_p(s) = 3 + 3s^{-0,5} + 1s^{0,5}$ , а на рис.9  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятора в режимі класичного ( $\lambda=1$ ,  $\mu=1$ ): крива "1" - частота обертання АД; крива "2" – вихідний сигнал регулятора.

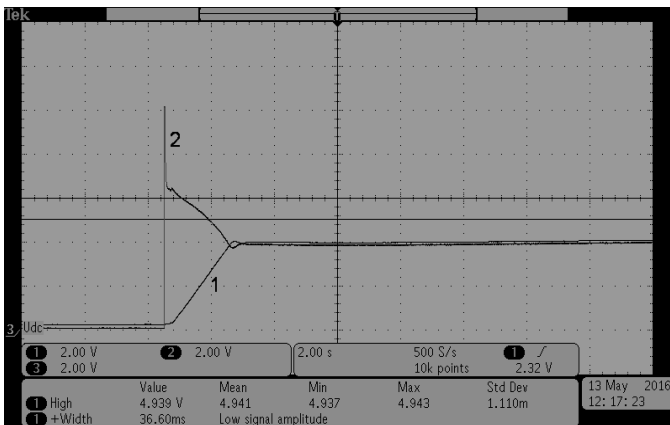


Рис.8. Перехідний процес швидкості в системі ПЧ-АД з  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятором  
 $W_p(s) = 3 + 3s^{-0,5} + 1s^{0,5}$

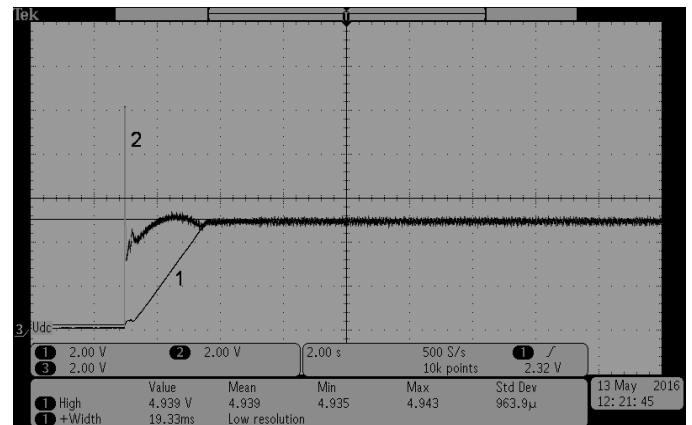


Рис.9. Перехідний процес швидкості в системі ПЧ-АД з  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятором  
 $W_p(s) = 3 + 3s^{-1,0} + 1s^{1,0}$

Випробування опції ПЧ MFC 710 з  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятором дробового порядку в системі керування швидкості за використання стенду фірми "Тверд" підтвердили її ефективність з точки зору розширення регулювальних можливостей такого регулятора в порівнянні з класичним ПД-регулятором, що було відзначено провідними спеціалістами фірми з досвідом налагодження систем ПЧ-АД. Використання  $\text{PI}^\lambda\text{D}^\mu$ -регулятора дробового порядку забезпечує зростання гнучкості налаштування, зокрема зміна впливу  $I^\lambda$  – складової ( $\lambda < 1$ ) полегшує налаштування контуру швидкості за бажаною якістю перехідного процесу, близькою до МО, а  $\text{D}^\mu$ -складової регулятора ( $\mu < 1$ ) забезпечує ефект фільтрування змінної складової на виході регулятора швидкості, тобто призводить до зменшення пульсацій моменту АД.

На основі запропонованого в розділі 2 підходу до ідентифікації об'єктів

керування ЕМС передавальними функціями дробового порядку за їх динамічною характеристикою та запропонованих у розділі 3 підходів до синтезу САК на основі ДХП, створена основа для реалізації режиму самоналагодження контура швидкості ЕМС з дробовим П<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятором за використання перехідної функції бажаної дробової або цілочисельної форми.

Реалізацію та дослідження режиму самоналагодження контура швидкості ЕМС з П<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятором було проведено на розробленому лабораторному стенді для системи ПЧ-АД з енкодером (АД: 4АХБ2П1000L, P<sub>н</sub> = 4,0 кВт, U<sub>н</sub> = 380 В, n<sub>н</sub> = 1420 об/хв, I<sub>н</sub> = 8,7 А, cosφ = 0,84; ПЧ: MFC 710, P<sub>н</sub> = 3,0 кВт; енкодер: Kubler 8.3620.546E.1024; ДПС: П22, P<sub>н</sub> = 1 кВт, U<sub>н</sub> = 220 В, I<sub>н</sub> = 5,9 А, n<sub>н</sub> = 1500 об/хв).

На першому етапі для вирішення задачі ідентифікації в режимі реального часу необхідно отримати динамічну характеристику перехідного процесу системи ПЧ-АД. Це здійснено в результаті експериментального дослідження ПЧ-АД шляхом розривання зворотного зв'язку, встановлення завдання на вході ПЧ, яке відповідає швидкості, наприклад 1200 об/хв, і запуску системи. Осцилограма перехідного процесу швидкості ПЧ-АД, отримана у результаті експериментального дослідження ЕМС за вхідного завдання, що відповідає 1200 об/хв, знята на виході давача швидкості за використання плати Arduino Mega 2560 і записана в пам'ять MATLAB, показана на рис. 10 (крива 1). Аналогічно було проведено експериментальні дослідження за вхідного завдання для 750 об/хв, 900 об/хв і 1500 об/хв.

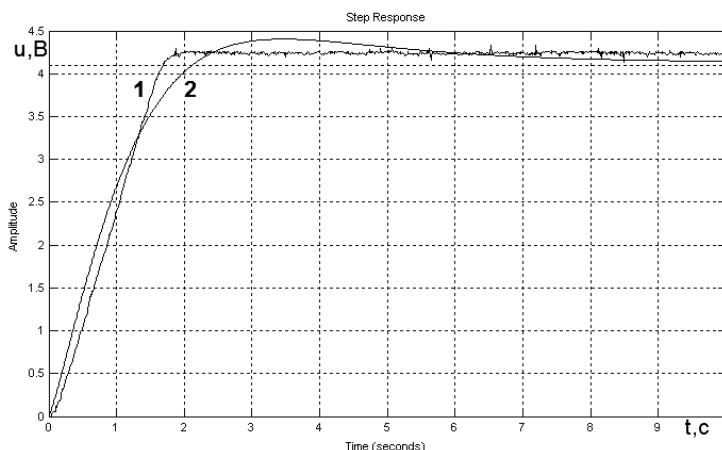


Рис. 10. Перехідний процес швидкості (сигнал на виході давача швидкості) в системі ПЧ-АД за завдання на 1200 об/хв (крива 1) і апроксимуюча його перехідна функція, отримана за ПФ (23) (крива 2)

експериментального дослідження – крива 1. Величина  $\sigma_{\text{п}}$  отриманої перехідної функції відносно експериментальної складає 0,132 В і отримане після 50 ітерацій МРЧ.

У результаті апроксимації експериментального перехідного процесу за використання моделі (2) отримана ПФ

$$W(s) = \frac{4,3135}{0,3942_1 s^{1,8819} + 0,7888_1 s^{0,9082} + 1} \quad (24)$$

Апроксимацію отриманих перехідних процесів здійснено МРЧ використовуючи дробові моделі з ПФ (1) і (2), а також розроблену оригінальну програму реалізації МРЧ в середовищі MATLAB.

У результаті апроксимації за використання моделі (1) отримана ПФ

$$W(s) = \frac{4,1004}{0,9614 s^{1,2047} + 1} \quad (23)$$

На рис. 10 – (крива 2) показана перехідна функція, отримана за ПФ (23), яка накладена на перехідний процес, отриманий у результаті

На рис. 11 – (крива 2) показана перехідна функція, отримана за ПФ (24), яка накладена на перехідний процес, отриманий у результаті експериментального дослідження – (крива 1),  $\sigma_{\Pi} = 0,0605$  В після 50 ітерацій МРЧ.

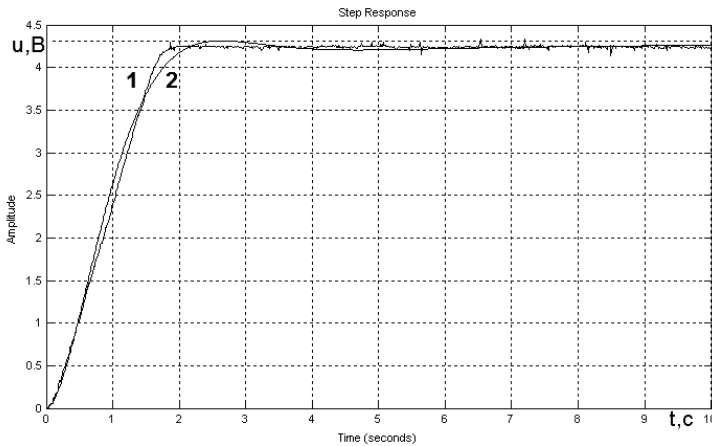


Рис. 11. Перехідний процес швидкості на виході давача швидкості експериментального дослідження ПЧ-АД за завдання на 1200 об/хв – 1 і апроксимуюча його перехідна функція отримана за ПФ (24) – 2

можуть бути використані в режимі самоналагодження контура швидкості ПЧ-АД з дробовим регулятором.

Спочатку розглянемо варіант синтезу дробового регулятора за заданими параметрами перехідної функції  $\delta = 0\%$  і  $t_{0,95} = 3,01$ с для системи ПЧ-АД, описаної як об'єкт керування ПФ (23). Очевидно, щоби забезпечити задані параметри перехідного процесу, вибираємо дробову форму №1 з  $W_{ст.1}(s)$  (9), якщо коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю ПЧ-АД  $K_{33} = 0,307$ . З табл. 6 вибираємо бажані параметри перехідного процесу: перегулювання  $\delta = 0\%$ ,  $t_{0,95} = 3,01$ с. Це забезпечує бажана форма з параметрами  $q = 1,0$  і  $\omega_{oc} = 1$ с<sup>-1</sup> (рядок №2 табл. 6). Прирівнявши однакові складові лівої і правої частин характеристичних поліномів, отримаємо ПФ регулятора дробового порядку

$$W_p(s) = 3,13s^{0,2047} + 3,26s^{-1,0}. \quad (25)$$

Отже в результаті синтезу отримано структуру  $I^{\lambda_1}D^{\mu_1}$ -регулятора. Практична реалізація такого регулятора на перетворювачі частоти типу MFC710 з дробовим  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятором не складає ніяких труднощів. Дробовий  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятор складається з пропорційної складової і двох інтегрально-диференціальних модулів, реалізованих за використання перетворення Оусталоупа. Тому пропорційна складова встановлюється на нуль, а в два інтегрально-диференціальні модулі заносяться параметри дробового регулятора (25). На рис. 12 – (крива 1) показана осцилограма перехідного процесу швидкості ПЧ-АД з внесеними параметрами синтезованого вище дробового регулятора з ПФ (25), отримана за вхідного завдання згідно 1200 об/хв, знята за використання плати Arduino Mega 2560, на яку накладено бажаний перехідний процес (перегулювання  $\delta = 0\%$ ,  $t_{0,95} = 3,01$ с) – крива 2, який забезпечує вибрана стандартна форма.

Результати апроксимації експериментальних досліджень ПЧ-АД за вхідного завдання на 750 об/хв, 900 об/хв і 1500 об/хв і використання МРЧ дозволяють зробити висновки щодо застосування запропонованих ланок для подальшого використання при синтезі САК.

На основі запропонованого методу синтезу САК на основі ДХП, розглянемо деякі варіанти структурно-параметричного та параметричного синтезу дробового регулятора швидкості для системи ПЧ-АД. Отримані результати

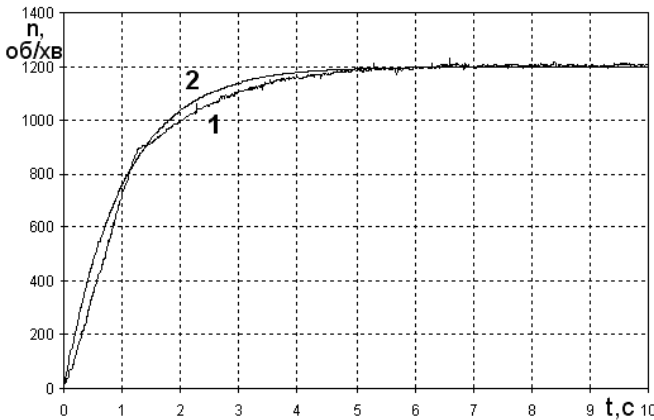


Рис. 12. Осцилограма перехідного процесу швидкості ПЧ-АД, отримана в результаті експериментального дослідження за завдання на 1200 об/хв – 1 і бажаного перехідного процесу – 2

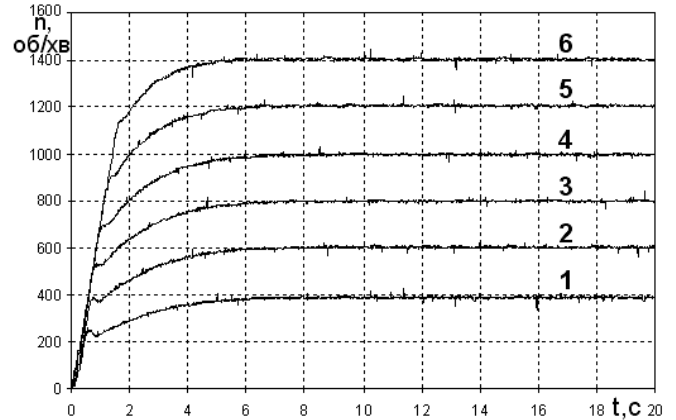


Рис. 13. Осцилограми перехідних процесів швидкості ПЧ-АД, отримані в результаті експериментальних досліджень з регулятором (25) за різних вхідних завдань

Таким чином, за використанням регулятора з ПФ (25) отримано перехідний процес з наступними параметрами:  $\delta = 0\%$ ,  $t_{0,95} = 3,4\text{с}$ , тобто відхилення від заданих  $t_{0,95}$  параметрів не перевищує 13 %.

Далі проведено експериментальні дослідження ПЧ-АД з регулятором (25) за різних вхідних завдань на: 400 об/хв – крива 1, 600 об/хв – крива 2, 800 об/хв – крива 3, 1000 об/хв – крива 4, 1200 об/хв – крива 5, 1400 об/хв – крива 6, (рис.13).

Підхід до синтезу за використанням дробового характеристичного полінома дає змогу знаходити структуру і параметри дробового регулятора в результаті відносно простих розрахунків. Дробовий регулятор, синтезований для системи ПЧ-АД, описаного як об'єкт керування ПФ за результатами експериментальних досліджень і вхідного завдання на 1200 об/хв, задовільно працює і на інших заданих швидкостях.

На основі запропонованого методу синтезу САК за застосування методів інтелектуального керування для самоналагодження як цифрового ПІД-регулятора, так і цілочисельного ПІД-регулятора швидкості ЕМС для практичної реалізації в ПЧ типу МFC710 як спеціалізованої опції ПЛК, проведено різні варіанти параметричного синтезу ПІД-регулятора дробового порядку швидкості для ПЧ-АД. Такий синтез буде проведено для демонстрації другого етапу режиму самоналагодження контура швидкості ПЧ-АД з дробовим ПІД-регулятором.

Проведемо синтез ПІД-регулятора з ПФ (8) за застосування ГА для об'єкта керування ПЧ-АД. Тут об'єкт керування описується ПФ (24) визначеною за результатами експериментальних досліджень для заданої швидкості обертання 1200 об/хв, зі заданими параметрами перехідного процесу  $\delta = 0\%$  і  $t_{0,95} = 3,01\text{с}$ . З табл. 6 ці задані параметри забезпечує стандартна форма з параметрами  $q = 1,0$  і  $\omega_{oc} = 1\text{с}^{-1}$  (рядок №2 табл.6). Після закінчення апроксимаційного процесу за використання генетичного алгоритму отримаємо дробовий ПІД-регулятор з передавальною функцією

$$W_p(s) = 2,821 + 3,366s^{-0,995} + 1,028s^{1,014} \quad (26)$$



В результаті синтезу отримано ПІД<sup>μ</sup>-регулятор. Практична реалізація такого регулятора на перетворювачі частоти типу MFC710 з дробовим ПІД<sup>μ</sup>-регулятором не складає ніяких труднощів. На рис. 14 – крива 1 показана осцилограма перехідного процесу швидкості ПЧ-АД з внесеними параметрами синтезованого вище дробового ПІД<sup>μ</sup>-регулятора з ПФ (26), отримана за вхідного завдання на 1200 об/хв., на яку накладено бажаний перехідний процес ( $\delta = 0\%$  і  $t_{0,95}=3,01\text{с}$ ) – крива 2, який забезпечує вибрана бажана форма.

Далі проведено експериментальні дослідження ПЧ-АД з регулятором (26) за різних вхідних завдань, які показані на рис. 15 (для: 400 об/хв – крива 1, 600 об/хв – крива 2, 800 об/хв – крива 3, 1000 об/хв – крива 4, 1200 об/хв – крива 5, 1400 об/хв – крива 6).

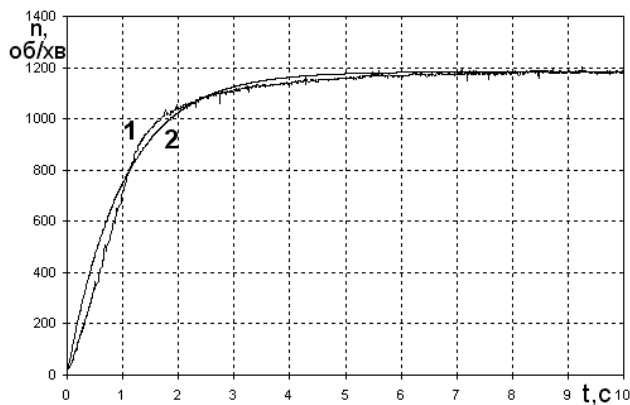


Рис. 14. Осцилограма перехідного процесу швидкості ПЧ-АД, отримана в результаті експериментального дослідження за завдання на 1200 об/хв – 1, бажаний перехідний процес – 2

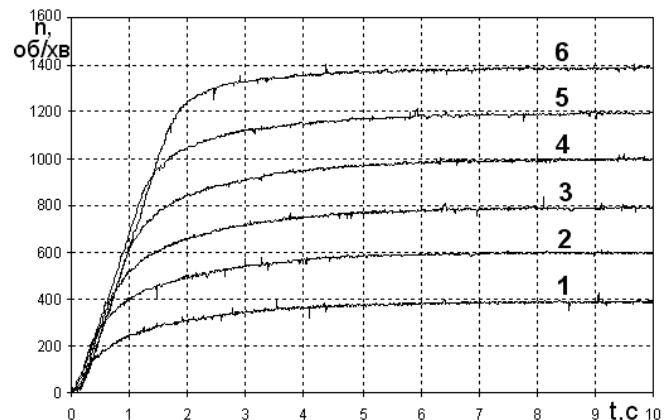


Рис. 15. Осцилограми перехідних процесів швидкості ПЧ-АД, отримані в результаті експериментальних досліджень з регулятором (26) за різних вхідних завдань

Проведені дослідження різних варіантів параметричного синтезу ПІД<sup>μ</sup>-регулятора дробового порядку швидкості для ПЧ-АД за використання методів інтелектуального керування показали повну працездатність такого підходу. ПІД<sup>μ</sup>-регулятори, синтезовані інтелектуальними методами для ПЧ-АД, описаного як об'єкт керування ПФ за результатами експериментальних досліджень і вхідного завдання на 1200 об/хв, задовільно працюють і на інших заданих швидкостях. Результати досліджень підтвердили можливість практичного застосування режиму самоналагодження контура швидкості ПЧ-АД з дробовим ПІД<sup>μ</sup>-регулятором.

Результати експериментальних досліджень накиду навантаження в системі ПЧ-АД підтвердили, що дробові регулятори, синтезовані методом ДХП, мають кращу робастність до зміни коефіцієнта підсилення об'єкта керування  $R_b$ , ніж ПІД<sup>μ</sup>-регулятори дробового порядку синтезовані інтелектуальними методами.

## ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено важливу науково-прикладну проблему – створення електромеханічних систем, які описуються передавальними функціями

дробового порядку, на основі запропонованих підходів до аналізу та синтезу ЕМС, у склад яких входять інтегрально-диференційні ланки дробового порядку, для покращення їх стійкості та робастності шляхом розроблення алгоритмів функціонування дробових регуляторів та їх апаратної реалізації.

Розроблена основа та здійснено ідентифікацію об'єктів керування та апроксимацію ланок ЕМС моделями дробового порядку, синтез таких систем зі заданими показниками якості перехідних процесів за використання регуляторів дробового порядку на основі інтелектуальних методів, аналіз їх впливу на стійкість та робастність, а також реалізація режиму самоналагодження таких регуляторів.

1. Удосконалений метод рою частинок є ефективним засобом апроксимації ПФ певного порядку ланок ЕМС дробовими моделями з трьома або п'ятьма змінними параметрами, які мають високу ступінь адекватності – відносне середньоквадратичне відхилення перехідної функції або логарифмічної амплітудно-частотної характеристики апроксимуючих моделей від розрахункових не перевищує 3,5%. Запропоноване удосконалення МРЧ як для аналізу, так і для синтезу САК, спрямоване на практичне використання, зокрема, для побудови самоналагоджувальних систем керування електроприводами виробничих механізмів на базі сучасних дробових контролерів.

2. Як випливає з досліджень, основним критерієм вибору підходу до реалізації інтегрувально-диференціовальних регуляторів дробового порядку за використання мікроконтролера є співвідношення: точність - простота реалізації. Найбільш перспективним для реалізації регуляторів є моделі, побудовані на основі перетворення Оусталоупа, які забезпечують значно вищу швидкодію порівняно з моделями Грюнвальда-Летнікова, лише незначно поступаються їм у точності, хоча це компенсується простотою обчислювальної процедури.

3. Застосування бажаних дробових форм розширює гамму можливих налаштувань дробових регуляторів при синтезі контурів ЕМС, забезпечує кращу якість перехідних процесів порівняно з регуляторами цілого порядку і тим самим підвищує ефективність синтезованих систем. На основі отриманих результатів досліджень для налагодження контурів ЕМС можна рекомендувати дробові форми: №1 з  $q = 0,9 \div 1,3$  і №2 з  $q = 0,1 \div 2$ , як такі, що задовольняють вимогам об'єктів керування.

4. Розроблена методика синтезу САК на основі ДХП придатна для вибору параметрів як дробових, так і цілочисельних регуляторів, котрі є частковим випадком дробових, дозволяє забезпечувати бажану якість перехідного процесу. Максимальне відхилення між результатами, отриманими шляхом моделювання і бажаними, не перевищує 1%.

5. Запропонований підхід до синтезу дробового  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятора МРЧ за характерними точками перехідної функції бажаної дробової форми, а використання функції якості  $J$  для оцінки ступеня розбіжності прискорює цей процес і забезпечує достатню ступінь наближення до неї ( $\delta_{\pi} = 4,7\%$ ), задовільну швидкодію, і може бути запропонований для реалізації самоналагоджувальної системи керування ЕМС за використання  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятора.

6. Встановлено, що параметр  $|\phi_{\omega_i}|$  є інформативним для контролю якості і стійкості ЕМС. Якщо параметр  $|\phi_{\omega_i}|=0,314$  рад. то в перехідній функції вихідної координати ЕМС перерегулювання відсутнє. По мірі зменшення  $|\phi_{\omega_i}|$  від 0,314 рад. перерегулювання зростає і при  $|\phi_{\omega_i}|=0,157$  рад. виникає коливний режим. Тобто, за величиною параметрів  $|\phi_{\omega_i}|$  можна отримувати інформацію про стійкість, коливність і в першому наближенні про якість перехідного процесу вихідної координати ЕМС. Розглянуті методики підходів до аналізу стійкості придатні для ЕМС, які описуються передавальними функціями як дробового, так і цілого порядку.

7. Застосування синтезу дробових регуляторів на системи з нечіткою логікою дозволяє синтезувати дробовий регулятор, робастний до параметричних збурень об'єкта керування ЕМС.

8. ПІД-регулятори цілого порядку, синтезовані інтелектуальними методами (МРЧ, ГА), характеризуються гіршою робастністю  $R_b$ , ніж ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятори. ПІД-регулятори цілого порядку, синтезовані за опису об'єкта керування більш адекватними моделями дробового порядку, мають кращу робастність  $R_b$ , ніж у випадку опису об'єкта цілочисельними моделями високого порядку, навіть у випадку застосування для синтезу методу УХП.

9. Дробові регулятори, синтезовані на основі методу ДХП, мають найкращу робастність  $R_b \approx 0$  та до низькочастотних збурень зі сторони навантаження.

10. Удосконалено метод робастного керування ЕМС за використання функціонала якості, стійкості, контролю умов робастності до високочастотних завад і низькочастотних збурень у каналі навантаження за використання інтелектуальних методів.

11. Випробування в ПЧ МФС 710 опції з ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятором в системі керування швидкості за використання стенду фірми "Тверд" підтвердили її ефективність з точки зору розширення регульовальних можливостей такого регулятора в порівнянні з класичним ПІД-регулятором. Проведені дослідження показали, що Д<sup>μ</sup>-складової регулятора забезпечує ефект фільтрування змінної складової на виході регулятора швидкості, тобто до зменшення пульсацій моменту АД.

12. Підхід до синтезу за використання ДХП дозволяє знаходити структуру і параметри дробового регулятора в результаті відносно простих розрахунків. Дробовий регулятор, синтезований для системи ПЧ-АД, описаного як об'єкт керування ПФ отриманою за результатами експериментальних досліджень і вхідного завдання на 1200 об./хв., задовільно працює і на інших заданих швидкостях.

13. Проведені дослідження різних варіантів параметричного синтезу ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора дробового порядку швидкості для ПЧ-АД за використання методів інтелектуального керування, зокрема ГА, показали повну працездатність такого підходу. ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятори, синтезовані інтелектуальними методами для ПЧ-АД, задовільно працюють в усьому діапазоні зміни швидкості.

14. Результати досліджень підтвердили можливість практичного застосування режиму самоналагодження контура швидкості ПЧ-АД з дробовим ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятором.

15. Отримані теоретичні результати впроваджено в навчальний процес кафедри “Електропривод та комп’ютеризовані електромеханічні системи” Національного університету “Львівська політехніка”, а практичні результати – у виконання науково-дослідних робіт, зокрема в науково-виробничій фірмі «Тверд», ЛМКП «Львівводоканал» і ТЕЦ-1 ЛМКП «Львівтеплоенерго».

### СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Лозинський А.О. Системи керування електропобутовими приладами: навч. посібник. / А. О. Лозинський, Б. Л. Копчак, В. В. Бушер. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010. – 304 с.
2. Тверд М. Самоналагодження параметрів регулятора швидкості електромеханічної системи з мікропроцесорним керуванням методом рою частинок / М. Тверд, Б. Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Силова електроніка і енергоефективність: зб. наук. пр. – 2015. – №12. – С. 107–110.
3. Марущак Я. Ю. Дослідження системи автоматичного керування напруги автономного асинхронного генератора з регуляторами дробового порядку / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак, Л. С. Копчак, В. Б. Цяпа // Електромеханічні та енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – 2012. – №3. – С. 405–407.
4. Марущак Я. Ю. Регулятори дробового порядку в системах підпорядкованого регулювання напруги автономного асинхронного генератора / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак, Л. С. Копчак. // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи: зб. наук. праць. – 2013. – №763. – С. 76–80.
5. Marushchak Y. Synthesis of automatic control systems by using binomial and Butterworth standard fractional order forms / Y. Marushchak, B. Kopchak // Computational problems of electrical engineering. – 2015. – Vol. 5, No. 2. – С. 89–94.
6. Копчак Б. Л. Застосування методу генетичного алгоритму для аналізу й синтезу електромеханічних систем / Б. Л. Копчак // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – 2016. – №1(4). – С. 40–42.
7. Копчак Б. Л.  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -регулятор дробового порядку для перетворювачів частоти типу MFC 710 / Б. Л. Копчак, М. Тверд, Б. Козловські // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – №4(1). – С. 84–88.
8. Копчак Б.Л. Синтез електромеханічних систем методом рою частинок за використання дробових стандартних форм / Б. Л. Копчак // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. Наукове видання. – Кременчук: КрНУ, 2015. – Вип. 1/2015 (3). – С34–36.
9. Kopchak B. Synthesis of automatic control systems by a particle swarm optimization method using Butterworth fractional standard forms / B. Kopchak // Proceedings 16<sup>th</sup> International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE). – Львів: Видавництво Львівської політехніки. – 2015. – P. 78 – 80.

10. Копчак Б. Л. Синтез нечіткого дробового регулятора і дослідження його впливу на робастність електромеханічної системи / Б. Л. Копчак // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи: зб. наук. праць. – 2015. – №834. – С. 41–47.

11. Марущак Я. Ю. Нечітке керування автономною асинхронною генераторною установкою за умови дії випадкових збурень / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак, Л. С. Копчак // Електромашинобудування та електрообладнання. Темат. випуск “Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика”. Випуск 66. – Київ: Техніка. – 2006. – С. 389–390.

12. Marushchak Y. Analiza modeli calkowania i rozniczowania ulamkowego / Y. Marushchak, B. Korpchak // Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika. – 2015. – №2. – P. 213–222.

13. Лукевски М. Повышение энергосбережения электроприводов переменного тока с преобразователями частоты за счет использования дросселей фирмы ELHAND TRANSFORMATORY / М. Лукевски, В. И. Ткачук, Б.Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 489–492.

14. Korpchak B. Application of particle swarm optimization method for solving the problems of approximation of electromechanical systems' parts / B. Korpchak // Computational problems of electrical engineering. – 2013. – №2(5). – С. 41–44.

15. Марущак Я. Ю. Представлення передавальних функцій дробового порядку передавальними функціями цілого порядку / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. – 2014. – №1. – С. 41–43.

16. Marushchak Y. Approximation of fractional order differential-integral controllers by integer order transfer functions / Y. Marushchak, B. Korpchak // Computational problems of electrical engineering. – 2014. – №1. – P. 29–32.

17. Копчак Б. Л. Аналіз точності апроксимації об'єктів електромеханічних систем високого порядку дробовими передавальними функціями різного типу / Б. Л. Копчак // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи: зб. наук. праць. – 2014. – №785. – С. 33–38.

18. Копчак Б. Л. Апроксимація перехідних функцій поліномами дробового порядку / Б. Л. Копчак // Одеський національний політехнічний університет. Наук.-техн. журнал «Електротехнічні та комп'ютерні системи». – 2014. – №14. – С. 20–27.

19. Марущак Я. Ю. Дробові стандартні форми для синтезу електромеханічних систем / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак. // Наук.-техн. журнал «Електротехнічні та комп'ютерні системи». – 2014. – №15(91). – С. 57–60.

20. Копчак Б. Л. Застосування методу рою частинок для аналізу та синтезу електромеханічних систем з дробовими ланками / Б. Л. Копчак // Тези доповідей XII Міжнародної конференції «Контроль і управління в складних системах» (КУСС-2014). – 2014. – С. 113.

21. Тверд М. Преобразователь частоты с векторным управлением и расширенными функциональными возможностями / М. Тверд, И. Зеленский, Л. С. Копчак, Б.Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХПІ». Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Випуск 45. – Харків: НТУ “ХПІ”. – 2005. – С. 382–383.

22. Kopchak B. Analysis of robust stability of electromechanical systems, described by fractional order transfer function / B. Kopchak // Proceedings of 5<sup>th</sup> International Youth Science Forum “Litteris Et Artibus”. Conference Electric power engineering and control system EPESCS-2015.– Львів: Видавництво Львівської політехніки. – 2015. – P.156–157.
23. Тверд М. Концепция привода электромобиля / М. Тверд, Л. С. Копчак, Б. Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ». – 2013. – №36(1009). – С. 410–411.
24. Kopchak B. Development of fractional order differential-integral controller by using Oustaloup transformation / B. Kopchak // Proceedings of XIIth International Conference Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH 2016). – 2016. – P. 62 – 65.
25. Тверд М. Универсальный преобразователь частоты для электроприводов переменного тока / М. Тверд, И. Зеленский, Л. С. Копчак, Б. Л. Копчак // Технічна електродинаміка. Темат. випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. Ч. 1. – 2004. – С. 19–20.
26. Тверд М. Использование нечетких регуляторов для улучшения характеристик привода с преобразователями частоты фирмы “ТВЕРД” / М. Тверд, А.О. Лозинський, Л.С. Копчак, Б.Л. Копчак // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. “Силова електроніка та енергоефективність”. Ч. 3. – Київ. – 2007. – С. 60–61.
27. Біляковський І.Є. Використання нечітких регуляторів для покращення характеристик електроприводів з безщітковими двигунами постійного струму / І. Є. Біляковський, Б. Л. Копчак, Л. С. Копчак, В. Б. Цяпа // Одеський національний політехнічний університет. Наук.-техн. журнал «Електротехнічні та комп’ютерні системи». – Київ: Техніка. – 2011. – № 03 (79). – С. 446– 447.
28. Тверд М. Современный четырехквadrантный преобразователь с ШИМ-управлением и синусоидальной формой тока, потребляемого из сети / М. Тверд, Я. Заленски, Б. Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 401–403.
29. Марущак Я.Ю. Нечітке керування навантаженням автономної асинхронної вітроенергетичної установки / Я. Ю. Марущак, Б. Л. Копчак // Тези доповідей міжнародної наук.-техн. конференції «Проблеми розвитку систем енергетики і автоматики в АПК». – К.: НУБіП України, 2012. – С. 39–40.
30. Sobczyk T. Power electronic conversion system for small power plants based on renewable sources / T. Sobczyk, L. S. Kopchak, B. L. Kopchak // Одеський нац. політехн. ун-тет. Наук.-техн. журнал «Електротехнічні та комп’ютерні системи» № 03 (79). – Київ: Техніка. – 2011. – С. 367– 370.
31. Тверд М. Автономный асинхронный генератор с ШИМ-преобразователем, работающий параллельно с сетью / М. Тверд, Р. Яцукович, Б. Л. Копчак // Наук.-техн. журнал «Електроінформ». Темат. випуск «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика» – Львів: ЕКОінформ, 2009. – С. 164–165.
32. Ткачук В.І. Нечітка система керування енергетичних режимів автономного асинхронного генератора / В. І. Ткачук, Б. Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту

«ХП». Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Випуск 45. – Харків: НТУ «ХП». – 2005. – С. 502–503.

33. Копчак Л.С. Система нечіткого керування автономного асинхронного генератора / Л. С. Копчак, Б. Л. Копчак // Технічна електродинаміка. Темат. випуск “Проблеми сучасної електротехніки - 2006”. Ч. 6. – Київ, 2006. – С. 49–52.

34. Марущак Я. Ю. Ситуаційне керування навантаженням автономної асинхронної вітроенергетичної установки / Я. Ю. Марущак, Л.С. Копчак, Б.Л. Копчак, М. В. Хай // Збірник наук. праць Дніпродзержинського державного технічного університету. Темат. випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2007. – С. 255-257.

35. Копчак Б. Л. Система нечіткого керування напруги автономного асинхронного генератора / Б. Л. Копчак // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. Серія: Електроенергетичні та електромеханічні системи: зб. наук. праць. – Львів: НУ “ЛП”. – 2006. – № 544. – С. 63–67.

36. Тверд М. Трехуровневый преобразователь частоты с нулевой точкой и ШИМ-управлением фирмы “Twerd” для высоковольтного электропривода большой мощности / М. Тверд, В. И. Ткачук, Л.С. Копчак, Б. Л. Копчак // Вісник Нац. тех. ун-ту «ХП». Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Випуск 28. – Харків: НТУ “ХП”. – 2010. – С. 456–458.

## АНОТАЦІЇ

**Копчак Б.Л. Аналіз і синтез електромеханічних систем, які описуються дробовими інтегрально-диференційними ланками.** – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи. – Національний університет “Львівська політехніка” МОН України, Львів, 2017.

Дисертація присвячена вирішенню важливої науково-прикладної проблеми – аналізу і синтезу електромеханічних систем, в склад яких входять інтегро-диференційні ланки дробового порядку, для покращення їх стійкості та робастності, шляхом розроблення алгоритмів функціонування дробових регуляторів та їх апаратної реалізації. На основі перетворення Оусталоупа розроблено програмне забезпечення для аналізу і синтезу для електромеханічних систем за використання операторів Лапласа дробового порядку, яке у порівнянні з пакетом NINTEGER дозволяє забезпечити аналогічну точність, але реалізується не тільки в середовищі MATLAB/Simulink, але і в програмному середовищі MATLAB. Таким чином, структура апроксимуючої передавальної функції, отримана за такого перетворення, і її параметри відображаються в пам’яті MATLAB, що спрощує їх перегляд, дослідження і перевірку.

Розроблено програмне забезпечення, що за використання методу рою частинок дозволяє реалізувати самоналагодження електромеханічних систем шляхом їх ідентифікації, апроксимації дробовими моделями і синтезу регулятора дробового порядку за бажаною якістю перехідного процесу, який запропоновано задавати точками перехідної функції бажаної дробової форми, або характерними точками перехідної функції бажаної дробової форми.

Рекомендовано застосування двох бажаних дробових форм, за умови що для

форми №1  $q = 0,9 \div 1,3$ , а для форми №2  $q = 0,1 \div 2$ , що дозволяє розширити гамму можливих налаштувань дробових регуляторів при синтезі контурів електромеханічних систем і таким чином підвищує ефективність синтезованих ЕМС.

Розроблено алгоритм налагодження ПД-регулятора шляхом порівняння перехідної характеристики електромеханічної системи з бажаною за використання методу рою частинок. Завдяки цьому даний алгоритм може бути використаний в режимі самоналагодження системи автоматичного керування та її ідентифікації за умови невизначеності параметрів об'єкта керування.

Розроблений ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятор реалізовано як опцію в програмованому логічному контролері перетворювача частоти MFC710, що дозволяє керувати координатами електропривода (частотою обертання) або технологічними параметрами (температурою, тиском тощо) з можливістю його використання у режимі самоналагодження.

**Ключові слова:** електромеханічна система, передавальна функція дробового порядку, апроксимація, синтез, ПІ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятор, моделі дробового порядку, самоналагодження.

**Копчак Б.Л. Анализ и синтез электромеханических систем, описываемых дробными интегрально-дифференциальными звеньями. - На правах рукописи.**

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы. – Национальный университет "Львівська політехніка" МОН Украины, Львов, 2017.

Диссертация посвящена решению важной научно-прикладной проблемы – анализа и синтеза электромеханических систем, в состав которых входят интегро-дифференциальные звена дробного порядка, для улучшения их устойчивости и робастности, путем разработки алгоритмов функционирования дробных регуляторов и их аппаратной реализации. Для электромеханических систем на основе преобразования Оусталоупа разработано программное обеспечение для их анализа и синтеза при использовании операторов Лапласа дробного порядка, что по сравнению с пакетом NINTEGER позволяет обеспечить аналогичную точность, но реализуется не только в среде MATLAB / Simulink но и в программной среде MATLAB, то есть структура аппроксимирующей ПФ, полученной при таком преобразовании, и ее параметры отображаются в памяти MATLAB, что упрощает их просмотр, исследования и проверку.

Разработано программное обеспечение, позволяющее реализовать за использование метода рою частиц самоналадку электромеханических систем путем их идентификации, аппроксимации дробными моделями и синтеза регулятора дробного порядка с желаемым качеством переходного процесса, который предложено задавать точками переходной функции желаемой дробной формы, или характерными точками переходной функции желаемой дробной формы.

Рекомендовано применение двух желаемых дробных форм, при условии что для формы №1  $q = 0,9 \div 1,3$ , а для формы №2  $q = 0,1 \div 2$ , что позволяет расширить гамму возможных настроек дробных регуляторов при синтезе контуров электромеханических систем и тем самым повышает эффективность



синтезированных электромеханических систем.

Разработана методика синтеза систем автоматического управления на основе дробного характеристического полинома пригодна для выбора параметров как дробных, так и целочисленных регуляторов, которые являются частным случаем дробных, позволяет обеспечивать желаемое качество переходного процесса, но структура дробного регулятора зависит от передаточной функции объекта управления.

Разработано алгоритм настройки ПИД-регулятора путем сравнения переходной характеристики электромеханической системы с желаемой за использования метода роя частиц, благодаря чему данный алгоритм может быть использован в режиме самонастройки системы автоматического управления и ее идентификации при неопределенности параметров объекта управления.

Разработанный ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятор реализовано как опцию в программируемом логическом контроллере преобразователя частоты ПЧ MFC710, что позволяет управлять координатами электропривода (частотой вращения) или технологическими параметрами (температурой, давлением и т.п.) с возможностью его использования в режиме настройки.

Испытания опции ПЧ MFC 710 с ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятором дробного порядка в системе управления скорости за использование стенда подтвердили ее эффективность с точки зрения расширения регулирующих возможностей такого регулятора по сравнению с классическим ПИД-регулятором для систем ПЧ-АД. Возможность регулирования Д<sup>μ</sup>-составной регулятора обеспечивает эффект фильтрации переменной составляющей на выходе регулятора скорости, то есть к уменьшению пульсаций момента АД.

Подход к синтезу за использование дробного характеристического полинома позволяет получить структуру и параметры дробного регулятора в результате относительно простых расчетов. Дробный регулятор, синтезированный для системы ПЧ-АД, описанного как объект управления ПФ по результатам экспериментальных исследований и входного задания на 1200 об. / мин., удовлетворительно работает и на других заданных скоростях.

Проведенные исследования различных вариантов параметрического синтеза ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятора дробного порядка скорости для ПЧ-АД за использование методов интеллектуального управления, в частности генетического алгоритма, показали полную работоспособность такого подхода. ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регуляторы синтезированные интеллектуальными методами для ПЧ-АД, описанного как объект управления ПФ по результатам экспериментальных исследований и входного задания на 1200 об. / мин., удовлетворительно работают и на других заданных скоростях.

**Ключевые слова:** электромеханическая система, передаточная функция дробного порядка, аппроксимация, синтез, ПИ<sup>λ</sup>Д<sup>μ</sup>-регулятор, модели дробного порядка, самонастройка.

**Kopchak B.L Analysis and synthesis of electromechanical systems described by fractional integral-differential units. - On the rights of manuscript.**

Thesis for a Doctor Degree in Technical Sciences: Specialty 05.09.03 – Electrotechnical Complexes and Systems. – Lviv Polytechnic National University of

Ministry of Science and Education of Ukraine. – Lviv, 2017.

The thesis is devoted to solving of a topical scientific and applied problem, i.e. the analysis and synthesis of electromechanical systems which include integral-differential fractional order units in order to improve their stability and robustness by developing algorithms of fractional controllers functioning and their hardware implementation. On the basis of Oustaloup transformation there has been developed software for analysis and synthesis of electromechanical systems by applying fractional order Laplace operators, which ensures the same accuracy in comparison with NINTEGER package, but is implemented not only within the MATLAB/Simulink but also in MATLAB software environment. Thus, the structure of approximating transfer function obtained by such transformation and its settings are displayed in MATLAB memory, facilitating their viewing, research and verification.

There has also been developed software that enables self-tuning of electromechanical systems by means of using particle swarm optimization method through their identification, approximation by fractional models and synthesis of fractional order controller for the desired quality of the transition process, which has been proposed to be set by the points of transition functions of desired fractional form or by characteristic points of the transition function of desired fractional form.

Application of two desired fractional forms has been recommended on condition that  $q = 0,9 \div 1,3$  for Form №1, and  $q = 0,1 \div 2$  for Form №2, thus extending the range of possible settings of fractional controllers with the synthesis of electromechanical systems loops and increasing the efficiency of synthesized electromechanical systems.

The algorithm for  $PI^\lambda D^\mu$ -controller tuning has been developed through comparison of transition function of electromechanical system with the desired one by using particle swarm optimization method, due to which this algorithm can be used in self-tuning mode of automatic control system and its identification under uncertainty of control object parameters.

The designed  $PI^\lambda D^\mu$ -controller has been implemented as an option in the programmable logic controller of MFC710 frequency converter, which enables control of the electric drive coordinates (rotation speed) or technological parameters (temperature, pressure, etc.) with the possibility of its application in the self-tuning mode.

**Keywords:** electromechanical system, transfer function of fractional order, approximation, synthesis,  $PI^\lambda D^\mu$ -controller, fractional order models, self-tuning.