

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ

На правах рукопису

СОКОЛ ЄВГЕН ІВАНОВИЧ

МІКРОПРОЦЕСОРНЕ КЕРУВАННЯ
НАПІВПРОВІДНИКОВИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ЗА ОБЧИСЛЮВАЛЬНИМИ
ПРОГНОЗАМИ

Спеціальність: 05.09.12 - напівпровідникові перетворювачі електроенергії

АВТОРЕФЕРАТ
дисертації на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Київ - 1994



00778361 (W)

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі фізики Харківського державного політехнічного університету.

Наукові консультанти:

Доктор технічних наук, проф. Долбня Віктор Тимофійович

Доктор технічних наук, проф. Шипілло Валентин Павлович

Офіційні опоненти:

Доктор технічних наук, проф. Липківський Костянтин Олександрович

Доктор технічних наук, Бойко Валерій Степанович

Доктор технічних наук, проф. Загорій Генадій Іванович

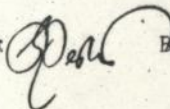
Провідна організація - НДІ ВО ХЕМЗ, м. Харків, Мін-во машинобудування, військово-промислового комплексу і конверсії України.

Захист відбудеться *"22" листопада* 1994р. о 14 год. на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 016.30.03 в Інституті електродинаміки НАН України./ 252680, м. Київ-57, просп. Перемоги, 56 /.

З дисертацією можна ознайомитися у бібліотеці Інституту електродинаміки НАН України

Автореферат розісланий *"19" жовтня* 1994 року

Вчений секретар спеціалізованої вченої ради, доктор технічних наук


В.С.ФедінЛННБ ім. В. Стефаника
АН України

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність проблеми та ступень дослідження тематики дисертації. Постійний прогрес в галузі силової електроніки, пов'язаний насамперед з появою все більш досконалих силових напівпровідникових приладів, відкриває шляхи поліпшення і створення нових схемотехнічних рішень, підвищення енергетичних і динамічних показників різних класів, розширення сфери застосування силової електроніки у народному господарстві. У цих умовах значно зростає роль автоматичного керування в силовій електроніці, що обумовлено такими основними факторами: 1) підвищенням вимог до якості та швидкодії регулювання вихідних координат перетворювальних установок в режимах автоматичної стабілізації, програмного та слідкуючого керування; 2) необхідністю підвищення якості вхідних енергетичних показників перетворювачів з метою поліпшення їх електромагнітної сумісності з мережею та підвищення долі перетвореної потужності; 3) інтенсивною розробкою нових класів перетворювачів з ускладненими законами автоматичного керування на основі повністю керованих приладів силзюї електроніки.

Задачі, що стоять перед автоматичним керуванням в силовій електроніці, є відповідальними, бо затримка їх вирішення може негативно вплинути на темпах розвитку вітчизняної електроніки в цілому.

За винятком порівняльно простих і добре апробованих окремих випадків, де достатнім є застосування традиційних структур авторегулювання на базі аналогової мікросхемотехніки, вказані завдання можуть вирішуватись лише на рівні прямого цифрового керування (DDC - direkt digital control).

У роботах Шидловського А.К., Тонкаля В.Ю., Руденко В.С., Долбні В.Т., Сенько В.І., Липківського К.А., Чехета Е.М., Шипіло В.П., Булгакова А.А., та інших вчених розроблені основи теорії керування напівпровідниковими перетворювачами, а також методики проектування таких систем.

Однак, за деякими винятками, практично увесь багаторічний

досвід застосування DDC для перетворювальної техніки був обмежений традиційним підходом, коли мікропроцесор виконував функцію регулятора, копіюючи відомі алгоритми аналогового регулювання, а також функцію СІФК з визначеним класом імпульсної модуляції. Не припинюючи переваг таких мікропроцесорних систем (апаратна уніфікація, простота змін алгоритмів керування у різних режимах роботи перетворювача, можливість подальшої модернізації з мінімальними витратами шляхом програмного перенастроювання і т.п.), необхідно визнати, що існуючий досвід застосування DDC є недостатнім для вирішення сучасних задач керування в силовій електроніці.

Ці задачі, незважаючи на різні цілі, характеризуються загальною особливістю: наявністю здійснюваних в ускореному масштабі часу обчислювальних процедур, що спираються на вимірювання перемінних стану, керуваних та збуджуваних впливів. За результатами одно- чи багаторазових обчислень протягом інтервалу дискретності перетворювача система DDC приймає рішення про здійснення наступної комутації ключів силової схеми, а послідовність комутацій приводить нарешті до реалізації заданої функції мети.

Така різновидність DDC в силовій електроніці, що заснована на розрахунковому прогнозуванні результату, може бути віднесена до "інтелектуальних" мікропроцесорних систем керування (IMC - intelligent microprocessor control). Саме такі системи є найбільш перспективними та дозволяють вирішити ті актуальні завдання, які стоять перед автоматичним керуванням в силовій електроніці. Тому в даній роботі основну увагу приділено розробці концепції побудови систем IMC для основних класів пристроїв перетворювальної техніки.

Науково-дослідницька робота по темі дисертації проводилась відповідно з: -Постановою РМ СРСР №831-196 від 16.07.1987 р.

-Координаційним планом науково-дослідних робіт по комплексній проблемі "Наукові основи електроенергетики" на 1985-1990 рр. п.1.9.2.2.1.1.2., і п.1.9.2.2.1.1.4.;

-Координаційним планом науково-дослідницьких робіт по комплексній проблемі "Наукові основи електроенергетики" на 1991-1995 рр., п. 1.9.2.2.1.2.19.; -Державною цільовою

науково-технічною програмою Б.І.2. "Розвиток перетворювальної техніки, як засіб енерго- та ресурсозбереження, підвищення технічного рівня машинобудування", проєкт 5.5І.02/069-92 "Інтелектуальне мікропроцесорне керування напівпровідниковими перетворювачами електроенергії".

Об'єктом дослідження є мікропроцесорне керування напівпровідниковими перетворювачами електричної енергії за обчислювальними прогнозами.

Метою та основним завданням наукового дослідження є розробка теоретичних положень та алгоритмів мікропроцесорного керування напівпровідниковими перетворювачами електричної енергії за обчислювальними прогнозами та створення на цій основі високоефективних перетворювачів нового покоління.

Поставлена мета вимагає вирішення таких завдань:

- виявлення механізму реалізації процесів кінцевої тривалості в імпульсних системах при аналоговому керуванні;
- розробка принципів прогнозного мікропроцесорного керування, реалізуючих процеси кінцевої тривалості в широтно-імпульсних перетворювачах (ШІП) та керованих випрямлячах (КВ);
- оцінка якості регулювання та стійкості систем з ШІП та КВ при прогнозованому мікропроцесорному керуванні;
- розробка алгоритмів оптимального по швидкодії керування напівпровідниковим перетворювачем частоти;
- програмно-апаратна реалізація запропонованих алгоритмів мікропроцесорного керування напівпровідниковими перетворювачами електричної енергії.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених завдань використовувались: метод аналізу перехідних процесів з відображенням на комплексну площину; операторно-рекурентний метод аналізу та синтезу електричних кіл; безперервне та дискретне перетворення Лапласа; методи вирішення лінійних та нелінійних диференціальних рівнянь; методи математичного та фізичного моделювання.

Наукова новизна проведених досліджень полягає у наступному:

- вперше був виявлений механізм реалізації процесів кінцевої тривалості в імпульсних системах при аналоговому керуванні;

- розроблено новий принцип прогнозного мікропроцесорного керування, який реалізує процеси кінцевої тривалості (ПКТ) в імпульсних системах, що дозволяє забезпечити такі процеси у колах будь-якого порядку і знімає обмеження на вигляд передаточної функції

- розроблено раніше не відомий принцип мікропроцесорного керування, який реалізує процеси кінцевої тривалості за інтегральним показником, зокрема за середнім на протязі такту значенням вихідної координати, та розглянуті питання стійкості таких систем;

- виведено еквівалентну дискретну передаточну функцію прогновної мікропроцесорної системи управління перетворювачем;

- розроблено засіб прогнозного формування кута випередження β автономного інвертора струму, що дозволяє відробляти задане значення з похибкою, що не перевершує 1,5 ел.град., як у статичних, так і в динамічних режимах роботи;

- розроблено засіб сумісного керування перетворювачем частоти з ланкою постійного струму, що дозволяє одержати оптимальні по швидкодії перехідні процеси;

- розроблено програмно-апаратні засоби мікропроцесорних систем керування, що дозволяють реалізувати запропоновані алгоритми керування та значно підвищити швидкодію існуючих мікропроцесорних контролерів.

Теоретична та практична цінність результатів роботи полягає у наступному:

- запропоновано концепцію реалізації процесів кінцевої тривалості при мікропроцесорному керуванні в імпульсних системах, яка дозволяє проектувати перетворювачі електричної енергії з поліпшеними динамічними та енергетичними показниками;

- розроблено конфігурацію мікропроцесорної системи керування, яка дозволяє підвищити швидкодію при виконанні арифметичних операцій в реальному масштабі часу;

- проведений аналіз похибок роботи АЦП дозволяє вибрати оптимальне число розрядів вихідного коду при роботі у різних режимах;

- розроблена методика та одержаний алгоритм формування ПКТ за допомогою прогновної МПСК не має обмежень у реалізації ПКТ, які

властиві параметричному формуванню, та дозволяє формувати ПКТ без підвищення порядку структури.

Конкретний особистий внесок дисертанта в розробку наукових результатів, які виносяться на захист.

- засіб формування процесів кінцевої тривалості при прогнозованому мікропроцесорному керуванні в імпульсних системах;
- метод оцінки стійкості при прогнозованому мікропроцесорному керуванні за інтегральними показниками в широтно-імпульсних перетворювачах та керованих випрямлячах;
- засіб оптимального по швидкодії мікропроцесорного управління перетворювачем частоти з ланкою постійного струму;
- засіб прогнозного формування куту випередження β автономного інвертора струму;
- розробки високоефективних мікропроцесорних систем прогнозного керування напівпровідниковими перетворювачами електричної енергії.

Реалізація результатів роботи. В результаті проведених досліджень розроблені і впроваджені методики проектування мікропроцесорних систем керування різними класами перетворювачів на заводах "Електромашина" (м. Харків) та "Ленінська кузня" (м. Київ), а також самі мікропроцесорні системи керування. Декі з теоретичних положень, що викладені в дисертації, використовуються в учбово-методичній роботі у Харківському державному політехнічному університеті при викладанні курсів "Мікропроцесори та мікропроцесорна техніка" та "Цифрові та аналогові електронні керувачі пристрої"; а також втілені в лабораторних стендах, що випускаються міжнародним об'єднанням "Марпут" (м. Москва).

Апробація роботи. Матеріали роботи докладалися на: 2-й, 4-й, 5-й Всесоюзних науково-технічних конференціях "Проблеми преобразовательной техники", м. Київ 1979р., м. Чернігів 1987р., 1991р.; Всесоюзній науково-технічній конференції "Проблеми АСУ и ВТ" м. Харків 1982р.; Всесоюзній науково-технічній нараді "Цифровые методы управления преобразовательными устройствами и электроприводами на их основе" м. Запоріжжя 1984р.; Всесоюзній науково-технічній конференції "Автоматизация электротехнологических процессов в гибких производственных"

системах машиностроения на основе полупроводниковых преобразователей частоты" м.Уфа 1987р.; 2-й Всесоюзній науково-технічній конференції "Микропроцесорные системы" м.Челябінськ 1988р.; Всесоюзній науково-технічній конференції (4 Бернадосовские чтения) "Современное состояние, проблемы и перспективы энергетики и технологии в энергостроении" м.Іваново 1989р.; Міжнародних науково-технічних конференціях MicroCad-SYSTEM м.Харків-Мішкольц 1993,1994 рр.; Міжнародній науково-технічній конференції "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения" м.Алушта 1993р.; Міжнародній конференції "Проблемы преобразования электроэнергии", м.Москва,1993р.; Міжнародній конференції фірми LAB-VOLT м.ST:IVES, Англія, 1994р.

Публікації. По темі дисертації опубліковано 31 друковану працю, у тому числі одну монографію. Новизна технічних рішень захищена 12 авторськими свідоцтвами СРСР та Патентами Російської Федерації.

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота складається з вступу, чотирьох розділів, заключення, списку літератури. Обсяг дисертації 287 сторінок, з них сторінок основного тексту 227, 69 сторінок малюнків.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ.

У вступі обґрунтована актуальність проблеми, дана постановка задачі наукового дослідження, перелічені методи дослідження, наукова та практична новизна, реалізація результатів роботи, апробація, публікації і структура дисертації.

У першому розділі розглянуті особливості напівпровідникових перетворювачів електричної енергії різних класів як об'єктів мікропроцесорного керування. На підставі проведеного аналізу показано, що мікропроцесорне керування напівпровідниковими перетворювачами призначається для: здійснення складних, в тому числі адаптивних та програмно-змінювальних законів керування технічними показниками напівпровідникових перетворювачів; надійного та економічного втілення різних законів імпульсної модуляції; поліпшення електромагнітної сумісності з мережою та навантаженням; виконання задач захисту, сигналізації і самодіагностики блоків системи.

Реалізація цих задач за допомогою мікропроцесорного керування має істотні особливості. З одного боку – з точки зору обробки інформації і представлення сигналів, з другого боку – в реалізації законів керування.

Показано, що система з мікро-ЕОМ подається імпульсною моделлю, у складі якої можливо виділити три типи характерних пристроїв: безперервні пристрої з передаточною функцією $W(s)$, безперервно-дискретні (АПЧ и ЦАП) та чисто імпульсні (мікроЕОМ) пристрої.

Другим важливим фактором, який визначає ефективність використання мікропроцесорних систем керування напівпровідниковими перетворювачами, є закони керування, що реалізуються цими системами. На цей час більшість алгоритмів, що використовуються при прямому цифровому керуванні, подібні до відомих алгоритмів аналогового регулювання, тобто є їх дискретними приближеннями. Однак використання таких алгоритмів, заснованих на методиці піддеглого регулювання, із звичайними П-, ПІ- та ПІД-регуляторами не є ліпшим шляхом досягнення найбільшої ефективності. Рішення поданих задач можливе лише шляхом синтезу систем керування, використовувачих принцип прогнозування координат стану на інтервалі провідності, коли тимчасове положення чергового імпульсу керування напівпровідниковим перетворювачем формується за результатом аналізу розрахункового прогнозованого стану системи на черговому інтервалі провідності. Проведений аналіз показує, що зі всього кола задач, що вирішуються при синтезі систем з прогнозуемими моделями, слід виділити дві основні – вибір структури прогнозуємої моделі та синтез алгоритму керування та адаптації.

В цьому розділі розглянуті техніко-експлуатаційні показники напівпровідникових перетворювачів. Показано, що використання оптимальних алгоритмів прогнозного керування дозволяє істотно поліпшити динамічні та енергетичні характеристики перетворювачів.

В цьому розділі також подано порівняльний аналіз існуючих методів рахунку перехідних та сталих режимів у перетворювальних пристроях. На підставі проведеного аналізу зроблен висновок, що для побудови алгоритмів мікропроцесорного керування в реальному масштабі часу найбільш доцільно використання ОР-методу, а для

перевірки одержаних результатів - математичне моделювання, що спирається на аналітично точні методи розрахунку з наступною перевіркою на фізичних моделях.

В другому розділі викладено метод формування процесів кінцевої тривалості в системах прогнозного мікропроцесорного керування широтно-імпульсними перетворювачами та керованими випрямлячами.

Будь-яка по ускладненню багатоконтурна аналогова система регулювання КВ та ШІП може бути приведена до еквівалентної одноконтурної, яка має в собі безперервну частку об'єкту регулювання з передаточною функцією $G(p)$, узагальнений зворотний зв'язок з передаточною функцією $G_p(p)$. Еквівалентність імпульсних моделей КВ и ШІП досягається приведенням вихідних напруг до відносних величин у частках від максимального середньоінтегрального значення. Для одержання лінійності результуючих регульовальних характеристик перетворювачів сумісно з їх СІФК регульовальна характеристика СІФК КВ приймається арккосинусоїдною

$$\alpha = \arccos U_y, \quad (1)$$

де $-1 < U_y < +1$ - відносний сигнал керування в частках від максимального опорного сигналу,

$180 < \alpha < 0$ - кут керування,

а регульовальна характеристика СІФК ШІП приймається лінійною

$$\gamma = U_y,$$

де $0 < U_y < 1$ - відносний сигнал керування,

$0 < \gamma < 1$ - відносна тривалість імпульсів вихідної напруги ШІП

В результаті цього імпульсні моделі КВ і ШІП виявляються ідентичними і відрізняються лише значеннями відносного статичного коефіцієнту передачі - фактору пульсації F .

Параметричне формування ПКТ в імпульсній системі досягається у тому разі, коли всі корені характеристичного рівняння

$$1 + z^{-1} \text{FTW}_n^*(z, 1) = 0 \quad (2)$$

сполучаються з початком координат z -площини, тобто

$$z_i = 0, \quad i = 1, \dots, n \quad (3)$$

Це здійснюється приведенням характеристичного рівняння від канонічної форми

$$a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0 \quad (4)$$

до виродженого виду

$$a_0 z^n = 0, \quad (5)$$

рішенням якого є n -кратний нульовий корінь. Можливість такого приведення визначається існуванням розв'язання системи n алгебраїчних рівнянь

$$\left. \begin{array}{l} a_1 = 0; \\ a_2 = 0; \\ \dots\dots\dots \\ a_n = 0. \end{array} \right\} \quad (6)$$

Особливістю параметричного формування ПКТ в лінійних системах є те, що при виконанні умов (6) система сама по собі набуває властивості автоматичної реалізації ПКТ - так званої властивості кінцевої пам'яті. При цьому приведена до амплітудно-імпульсного модулятора (АІМ) безперервна лінійна частка системи є, по суті, аналоговим обчислювальним пристроєм, формуючим на виході АІМ таку послідовність δ -функцій, яка за n тактів надає вільній складаючій процесу в безперервній частині нульового значення. Так як при переході до мікропроцесорного керування функції обчислювального пристрою стане виконувати МП-система, то цілком закономірним є питання: чи можливо (та наскільки доцільно) використовувати вже існуючі алгоритми аналогового формування ПКТ. При цьому, як буде видно з наступного, достатньо обмежитися розгляданням лінійних імпульсних систем з приведеною лінійною безперервною частиною невисокого порядку (2...4), щоб одержати повне уявлення про формування ПКТ в системах будь-якого порядку.

Аналіз ПКТ в замкнених системах з напівпровідниковими перетворювачами, що представлені ліанерізованими імпульсними моделями, дозволяє виявити нові закономірності, які доповнюють результати відомих робіт по дослідженню ПКТ у замкнених вентилях системах. Ці закономірності торкаються, взагалі, саме механізму реалізації ПКТ, де в ролі аналогового обчислювача виступає приведена безперервна частина структури, та зводяться до наступного:

1. При уявленні передаточної функції приведеної безперервної частини, що задовольняє вимогам ПКТ, у вигляді послідовного сполучення елементарних ланок, число яких дорівнює порядку безперервної частини n , вільний процес на першому інтервалі дискретності виявляється інваріантним до початкового значення

вихідної координати першої ланки, а в кінці $(n-1)$ -го інтервалу досягає нульового значення по всім координатам, крім "лівого" значення вихідної координати першої ланки, яка обнулюється в першому такті.

2. При уявленні передаточної функції приведеної безперервної частини, яка задовольняє вимогам ПКТ, у вигляді паралельного сполучення n елементарних ланок, вільні процеси на виході кожної з ланок на всіх інтервалах дискретності несуть в собі інформацію за всі n початкові умови, і в $(n-1)$ -м такті разом обнулюються.

3. В обох вказаних вище варіантах уявлення передаточної функції приведеної безперервної частини, яка задовольняє вимогам ПКТ, вільний процес на виході безперервної частини в кожному такті обнулюється по "правим" значенням.

Після заглибленої проробки та деталізації виявлені закономірності можуть бути безпосередньо використані при розробці алгоритмів мікропроцесорного керування керованими випрямлячами, широтно-імпульсними перетворювачами за їх лінеаризованими імпульсними моделями. При цьому реалізація ПКТ може бути здійснена на підставі прогностичних розрахунків вимогових значень вихідного сигналу АІМ $\delta(0), \delta(1), \dots, \delta(n-1)$ на ближчих n тактах. Однак більш доцільно одночасно розширити можливості МП-управління порівняльно з аналоговим за допомогою таких алгоритмів, при яких не виникають додаткові вимоги до вигляду передаточної функції лінійної частини.

Лінеаризація напівпровідникових перетворювачів класів КВ та ШП, що приводе до імпульсної моделі, придатна і для мікропроцесорних систем керування. Узагальнена структура МПСК для безперервної лінійної частини об'єкту $G(p)$, що має порядок n , показана на рис.1. На відміну від аналогової структури, тут не міститься інших безперервних ланок, крім лінійної безперервної частини об'єкту $G(p)$, тобто при допущенні, що обчислювальні процедури в МПСУ виконуються ідеально швидко, порядок системи цілком зберігається рівним порядку $G(p)$. Це з'являється безсумнівною позитивною якістю МПСУ порівняльно з аналоговою, де результуючий порядок підвищується через введення регулятора і ланок корекції.

Ще однією особливістю структури МПСУ є характер зворотного

безперервної частини об'єкту, при цьому порядок структури в цілому не підвищується.

Проведений аналіз показує, що МПСК прогнозного типу володіє властивостями, які в загальному випадку не може реалізувати ні аналогова система, ні мікропроцесорна, що виконує копіювання структури аналогової. Тому виникає інтерес щодо знаходження дискретної передаточної функції прогнозованої МПСК, еквівалентної деякому гіпотетичному (що не реалізується) аналоговому чи цифровому регулятору.

Розглядання цього питання дозволило встановити, що передаточна функція МПСК відповідає сумі ланок чистого випередження на число тактів $1 \dots (n-1)$ з змінними коефіцієнтами, що змінюються в функції поточного такту:

$$W_{\text{МПСУ}}^*(z) = \sum_{j=0}^{n-1} A_j [k] z^j = \sum_{j=0}^{n-1} A_j [k] e^{PTj}. \quad (12)$$

Власне через наявність в $W_{\text{МПСУ}}^*(z)$ ланок чистого випередження досягається ефект інтелектуального управління по прогнозу, тобто "передбаченню" майбутньої зміни стану системи, а, отже, точному управлінню цим станом по встановленому закону.

В тих випадках, коли порядок n безперервної частини об'єкту управління $G(p)$ достатньо високий, формування ПКТ за n тактов за допомогою МПСК прогнозного типу може стати недоцільним, при наймні, по двом причинам. По-перше, при більших n сам ПКТ займає значний час. По-друге, тривале проходження перехідного процесу може супроводжувати цілком можливою зміною завдання на вході МПСК, особливо коли керування нею здійснюється від ЕОМ наступного ієрархічного рівня. Це означає, що установлений режим напівпровідникового перетворювача може бути зовсім відсутнім, тому формування ПКТ по усім змінним стану збавляється сенсу.

В таких випадках доцільно відмовитися від формування ПКТ по всім змінним стану та перейти до ПКТ по одній комплексній координаті, що є функцією мети для перетворювача даного класу, за число тактів, що менше порядку n , в тому числі за один такт дискретності. Для перетворювачів класів КВ та ШІП постійної напруги такою комплексною координатою може бути середнє інтегральне за такт значення вихідної координати $G(p)$ - напруги чи

струму, тобто енергетично "корисного" вихідного сигналу. Для автономного інвертору з ШІМ за допомогою реалізації в кожному такті заданного середнього інтегрального значення вихідної координати можна сформулювати вимоговий закон змінення обвідної, зокрема, гармонічний закон.

Переважа такого керування полягає в тому, що у поточному такті формується задане середнє інтегральне значення "корисного" вихідного сигналу, яке підтримується чи змінюється за встановленим законом від такта до такта, тоді як перехідний процес по миттєвим значенням усіх змінних стану всередині перетворювача ще продовжується деякий час. Реалізація такої концепції управління розглянута на прикладі структури, що приведена на рис.1.

Прирівнюючи середнє інтегральне значення вихідної координати встановленному в поточному такті до середнього значення $x_{ds}[k]$

$$x_d[k] = x_{ds}[k], \quad (13)$$

одержимо вимогове значення імпульсної функції в поточному k -му такті $\delta[k]$:

$$\delta[k] = \frac{x_{ds}[k] - \sum_{i=1}^n \frac{1 - e^{-a_i T}}{a_i T} x_i[k]}{\sum_{i=1}^n \frac{1 - e^{-a_i T}}{a_i T} v_i}. \quad (14)$$

Визначивши $\delta[k]$ в поточному такті, знаходимо "ліві" значення змінних стану у наступному, $(k+1)$ -му такті:

$$x_i[k+1] = (x_i[k] + v_i \delta[k]) e^{-a_i T}, \quad i=1 \dots n \quad (15)$$

Таким чином, вирази (14) і (15) описують рекурентну процедуру обчислення вимогових імпульсних функцій в кожному поточному такті, які забезпечують ПКТ за один такт по середньому інтегральному значенню вихідної координати об'єкту. Ця процедура містить у собі простіші арифметичні операції множення змінних на константи, додавання та ділення на константу та може виконуватись в прискореному масштабі часу.

При роботі МПСК по рекурентному алгоритму, що утворений

послідовними обчисленнями за формулами (14) та (15), можливий режим значного хитання і навіть нестійкості при проходженні внутрішнього перехідного процесу в системі. Це обумовлено тим, що реалізація ПКТ за число тактів, менше, за порядок системи n , може супроводжуватись так званою "захованою" нестійкістю системи в цілому. Захована нестійкість відповідно з теоремою Котельнікова-Шеннона може виникати тільки на граничній частоті АІМ, бо разомкнута система $G(p)$ є стійкою.

Умова стійкості $|z_i| < 1$ на граничній частоті, тобто на субгармоніці з періодом $2T$:

$$\left. \left\{ 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \frac{1 - e^{-a_i T}}{a_i} \cdot \frac{V_i e^{-a_i T}}{z - e^{-a_i T}}}{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{a_i} (1 - e^{-a_i T})} \right\} \right\}_{z=-1} > 0, \quad (16)$$

відкіля після нескладних перетворень маємо:

$$\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{a_i} \operatorname{th} \frac{a_i T}{2} > 0. \quad (17)$$

Для оцінки запасу стійкості та пов'язаної з ним інтенсивності загасання внутрішнього перехідного процесу в системі належить використовувати умову стійкості (17), яку беруть у відносному вигляді, тобто

$$M = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{a_i} \operatorname{th} \frac{a_i T}{2}}{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{a_i} (1 - e^{-a_i T})} > 0. \quad (18)$$

Коефіцієнт M визначає (з найбільшим запасом) декремент загасання D імпульсної функції $\delta(k)$ для вільного процесу:

$$D = \left| \frac{\delta(k)}{\delta(k+1)} \right| = \frac{1}{1 - M}, \quad (19)$$

а також логарифмічний декремент затухання

$$L = \ln D = - \ln(1 - M). \quad (20)$$

У випадку, коли безперервна частина об'єкту має передаточну функцію $G(p)$, що дає при заданих параметрах неприпустимо слабе загасання внутрішнього перехідного процесу, можливо перейти до організації ПКТ по середньому значенню не за один інтервал дискретності, а за 2,3 і т.д., або ввести "коефіцієнт жорсткості", що відповідає заданому рівню неточності виконання ПКД. Обидва шляхи зрештою збільшать тривалість перехідного процесу по середньому значенню $x_d(t)$.

В найбільш критичних випадках, коли внутрішній перехідний процес при формуванні ПКТ по середньому значенню не підлягає істотній корекції, можливо повернутися до формування ПКТ по всім змінним стану за n тактів, відповідних порядку $G(p)$.

У цьому розділі також приведений конкретний розрахунок процесів кінцевої тривалості по середньому значенню струму у двох системах: широтно-імпульсний перетворювач - двигун постійного струму (рис.2) та керований випрямляч - двигун постійного струму. Результати математичного моделювання повністю підтверджують теоретичні положення.

В третьому розділі розроблені методи організації оптимальних за швидкодією перехідних процесів в перетворювачах частоти на базі автономного інвертору струму.

Тиристорний перетворювач частоти (ТПЧ) з наявно вираженою ланкою постійного струму отримав у теперішній час найбільш широке використання в електротехнології та в агрегатах безперебійного живлення. Його перевагами є добрі масогабаритні та експлуатаційні показники, простота розв'язки кіл промислової та вихідної частот. У той же час потенціально високі енергетичні та добрі регульовальні можливості такого перетворювача не реалізуються в достатній мірі при використанні аналогових систем автоматичного регулювання з-за специфічних особливостей перетворювача як об'єкту автоматичного керування. Ці можливості можуть бути реалізовані за допомогою швидкодіючої мікропроцесорної системи керування інтелектуального рівня, що здійснює експрес-прогнозне керування в прискореному масштабі часу.

Розглядання ТПЧ у комплексі як єдиного багатозв'язного об'єкту дозволяє знайти та реалізувати за допомогою МПСК такі алгоритми

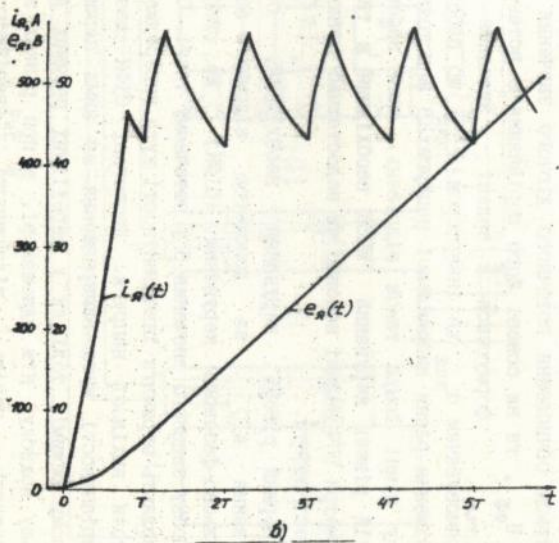
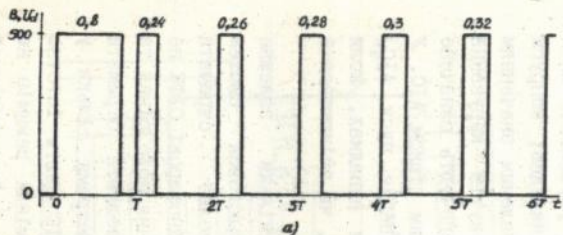


Рис. 2

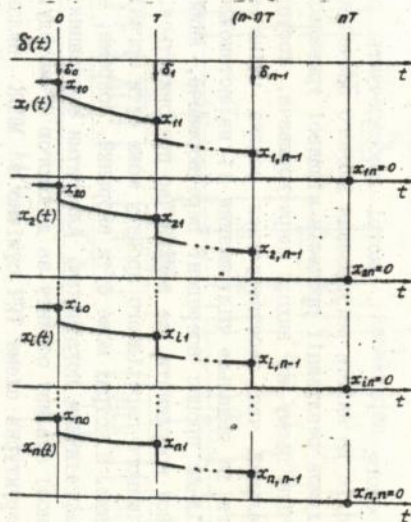
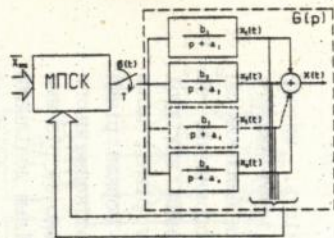


Рис. 1

прогнозного керування, котрі забезпечують стійкість, високу швидкість та якість регулювання діючого значення вихідної напруги за рахунок реалізації процесів кінцевої тривалості чи близьких до них. При цьому на виході перетворювача, тобто у споживача, за мінімальний час забезпечується задана зміна значення вихідної напруги та подальше підтримання її на встановленому рівні, хоча перехідний процес всередині перетворювача, який не торкає рівня вихідної координати, ще деякий час продовжується. Протікання цього внутрішнього перехідного процесу може бути організовано за різними законами, з котрих може бути вибраний, зокрема, найбільш доцільний по енергетичним показникам. Алгоритми керування були розроблені на основі аналізу об'єкту за допомогою ОР-методу.

Структурна схема ТПЧ сумісно з МПСК подана на рис.3. МПСК здійснює багаторівневе керування ТПЧ на основі збору інформації за змінними стану. На першому рівні формується прогнозне управління АІС по встановленому куту випередження $\beta = \beta_{\text{зад}}$ на основі обчислювання очікуваного інтервалу часу проходження вихідної напруги через нульове значення. На другому рівні управління МПСК робиться обчислення поточного діючого значення вихідної напруги ТПЧ $U_{\text{еф}}$, та на основі його порівняння з встановленим значенням $U_{\text{еф.зад}}$ формуються задані значення кутів керування випрямовувачем $\alpha_{\text{зад}}$ та інвертором $\beta_{\text{зад}}$, що забезпечують означене погодження рівня випрямленої напруги КВ з поточним станом АІС. У цьому рівні існує також підрівень, який забезпечує пуск АІС. Третій рівень керування МПСК необхідний в тих випадках, коли параметри ТПЧ задані неповно чи недостатньо точно, чи змінюються в процесі роботи.

Перший рівень керування необхідний, оскільки залежне керування АІС за допомогою відомих аналогових систем імпульсно-фазового керування (СІФК) не дозволяє отримати відробку заданого значення β у поточному такті. Одношагові СІФК не дозволяють отримати інваріантності кута випередження щодо рівня та частоти вихідної напруги. Двошагові СІФК дозволяють отримати інваріантності кута випередження за цими параметрами тільки у сталому режимі, тоді як у перехідних режимах АІС дають істотно більшу похибку, ніж одношагові, а при різких змінах режимів не гарантують навіть відсутності аварійного "перекидання"

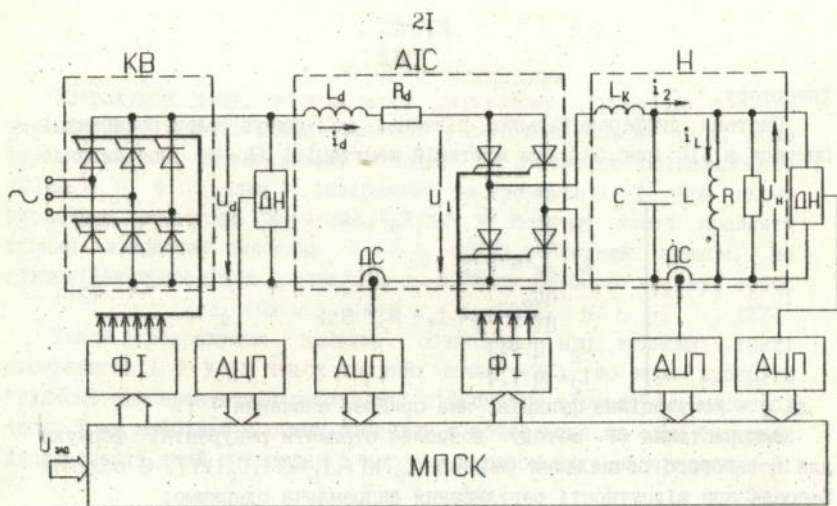


Рис. 3

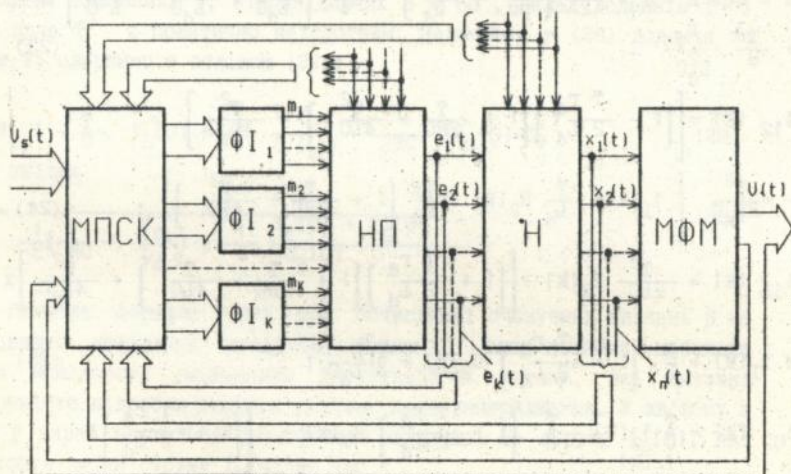


Рис. 4

інвертору.

Система диференціальних рівнянь, що описує електромагнітні процеси в АІС (рис.3), при миттєвій комутації ($L=0$) має вигляд:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_1}{dt} = E - U_1 - r_d i_1 ; \\ L \frac{di_L}{dt} = U_2 ; \\ C \frac{dU_2}{dt} = i_2 - i_1 - U_2 / R ; \\ U_2 = q U_1 ; \\ i_2 = q i_1 ; \end{cases} \quad (21)$$

де q - комутаційна функція, яка приймає значення ± 1 .

Використання ОР- методу дозволяє отримати рекурентні формули для пошагового обчислення змінних $i_2[kT], i_L[kT], U_2[kT]$. З обліком $E = \text{const}$ при відсутності регулювання випрямляча одержимо:

$$i_2[k+1] = \frac{\Delta i_2[k]}{\Delta} ; \quad i_L[k+1] = \frac{\Delta i_L[k]}{\Delta} ; \quad (22)$$

$$U_2[k+1] = \frac{\Delta U_2[k]}{\Delta} ;$$

де Δ - визначник системи:

$$\Delta = \det A = 1 + \frac{T}{2} \left(\frac{1}{RC} + \frac{r_d}{L_d} \right) + \frac{T^2}{4} \left(\frac{r_d}{L_d C} + \frac{1}{L_d C} + \frac{1}{L C} \right) + \frac{T^3}{8} \frac{r_d}{L_d^2 C} . \quad (23)$$

$$\Delta_{12}[k] = \left[\left(1 - \frac{T r_d}{2 L_d} \right) \left(1 + \frac{T}{2RC} + \frac{T^2}{4LC} \right) - \frac{T^2}{4L_d C} \right] - \frac{T^2}{2L_d C} \left[i_L[k] - \frac{T}{L_d} U_2[k] + \frac{TE}{L_d} \left(1 + \frac{T}{2RC} + \frac{T^2}{4LC} \right) \right] ; \quad (24)$$

$$\Delta_{1B}[k] = \frac{T^2}{2LC} i_2[k] + \left[\left(1 + \frac{T r_d}{2 L_d} \right) \left(1 + \frac{T}{2RC} - \frac{T^2}{4LC} \right) + \frac{T^2}{4L_d C} \right] \times \\ \times i_L[k] + \frac{T}{L} \left(1 + \frac{T r_d}{2 L_d} \right) U_2[k] + \frac{T^3 R}{4 L_d C} ; \quad (25)$$

$$\Delta_{U_2}[k] = \frac{T}{C} i_2[k] - \frac{T}{C} \left(1 + \frac{T r_d}{2 L_d} \right) i_L[k] + \left[\left(1 + \frac{T r_d}{2 L_d} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 - \frac{T}{2RC} - \frac{T^2}{4LC} \right) - \frac{T^2}{4L_d C} \right] U_2[k] + \frac{T^2 R}{2 L_d C} ; \quad (26)$$

Розрахунок часу, відповідного очікуемому значенню β при перемиканні ключів комутатора АІС у поточний момент часу, може бути зроблений у загальному випадку за допомогою співвідношень (22-26) з малим інтервалом дискретизації T . При цьому необхідно початкове значення $i_2[0+]$ у першому такті прийняти рівним кінцевому значенню $i_2[0-]$, але з зворотним знаком, що відповідає приведенню параметрів до ланцюгу змінного струму, тобто

$$i_2[0] = i_2[0+] = -i_2[0-]. \quad (27)$$

Такий розрахунок вимагає обчислень на кожному такті дискретизації T усіх трьох змінних стану (22), що може зустріти труднощі при практичній реалізації підрахунку у реальному масштабі часу. Тому найбільш простим рішенням є обчислення за один інтервал дискретності, який співпадає з часовим виразом куту випередження β :

$$T = \tau = \beta/\omega. \quad (28)$$

Це можливо здійснити, коли прийняти $\Delta U_2[k]=0$, тобто вважати, що за перший такт тривалістю $T=\tau$ напруга $U_2(t)$ досягне нульового значення, та виявити іскоме значення $T=\tau$ з (26). Відносно невідомої T рівняння $\Delta U_2[k]=0$ є кубичним, однак при прийнятих параметрах АІС можливе його значне запрошення при максимальних можливих значеннях T , відповідаючих $\beta = 60^\circ$, вклад доданків T^2 і тим паче T^3 є практично неістотним. Залишаючи у (26) доданки не вище T , одержимо з обліком (27):

$$\frac{T}{C} i_2 \left[-\frac{T}{C} i_L[0] + \left(1 + \frac{T}{2} \frac{r_d}{L_d} - \frac{T}{2RC}\right) U_2[0] = 0, \quad (29)$$

звідки

$$\tau = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{RC} - \frac{r_d}{L_d} \right) + \frac{1}{C} \cdot \frac{i_2[0] + i_L[0]}{U_2[0]}}. \quad (30)$$

Похибка формули (30) при обчисленні очікуємих значень β не перевищує декількох градусів, однак і така похибка небажана з-за можливості виникнення флюктуаційних хитань, які визвані неточністю відробки заданих значень кута випередження. У зв'язку з цим у вираз вводиться інтегральна поправка до струму $i_2[0]$, яка враховує зміни струму $i_L(t)$ за час τ

$$I_L' [0] = \frac{\operatorname{tg} \beta_{\text{зад}}}{\beta_{\text{зад}}} I_L [0], \quad (31)$$

тобто замість (30) використовується відношення:

$$\tau = T = \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{RC} - \frac{r_d}{L_d} \right) + \frac{1}{0} \frac{I_2 [0] + I_L [0] (\operatorname{tg} \beta_{\text{зад}} / \beta_{\text{зад}})}{U_2 [0]}} \quad (32)$$

Поправочний коефіцієнт $\operatorname{tg} \beta_{\text{зад}} / \beta_{\text{зад}}$ при МП-керуванні більш просто вводиться табличним засобом.

Задане значення часу проходження U_2 через нуль після комутації ключів пропорційно встановленому значенню кута випередження $\beta_{\text{зад}}$ з обліком змін частоти вихідної напруги АІС.

$$\tau_{\text{зад}} = \frac{\beta_{\text{зад}} / \omega_0}{\frac{\operatorname{tg} \beta_{\text{зад}}}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{\operatorname{tg} \beta_{\text{зад}}}{2Q} \right)^2 + 1}}, \quad (33)$$

де Q - добротність вихідного контуру АІС.

Алгоритм МП-керування АІС по куту випередження складається в обробці поточної інформації про змінні стану силової мережі АІС та встановленому значенні $\beta_{\text{зад}}$ відповідно (32) і (33) та зрівнянні цих значень у кожному інтервалі обчислень. При $\tau > \tau_{\text{зад}}$ команда на перемикання ключів АІС не надходить, і МП-система приступає до повторного розрахунку τ та $\tau_{\text{зад}}$. При $\tau \leq \tau_{\text{зад}}$ система дає команду на перемикання ключів та приступає до обчислення наступного моменту перемикання.

Установки перетворювачів частоти, які реально випускаються на базі автономного інвертору струму, мають в вихідному контурі послідовну індуктивність, яка проводить до не миттєвої комутації вентилів. Значення кутів комутації γ може досягати рівня 15 ел. град., тому необлік цих процесів при формуванні кута β може привести до "перекидання" інвертору. У зв'язку з цим необхідно розглянути вплив кута комутації γ на принцип прогнозного формування кута β .

Для з'ясування особливостей формування мікропроцесорного керування по куту випередження β з обліком комутації достатньо розглянути сам процес комутації, оскільки після його закінчення

з'являється інформація про U_c , I_d та I_L , по котрим розраховується час досягнення $U_2 = 0$ по методичі, розглянутій вище. Облік процесу комутації здійснюється введенням в еквівалентну схему заміщення індуктивності L_K у вихідну мережу інвертора струму. При цьому схема інвертора струму буде мати вигляд, поданий на рис.3. В реальних перетворювачах індуктивність L_K може бути виконана двома засобами: а) L_K - лінійна індуктивність; б) L_K - дросель з насиченням.

Розглянемо випадок лінійної індуктивності L_K . Особливість алгоритму розрахунку кута β з врахуванням комутації полягає у наступному. Для визначення моменту перемикання ключів вентильного комутатора необхідно розрахувати кут комутації γ , тобто визначити τ_γ , потім визначити час вимикання δ та τ_δ як $\delta = \beta - \gamma$ та $\tau_\delta = \tau_\beta - \tau_\gamma$, а потім, зрівнявши його з $\delta_{зад}$, визначити умову перемикання вентилів як

$$\tau_\delta \leq \tau_{\delta_{зад}} \quad (34)$$

Таким чином, τ_γ може бути знайдено розв'язанням квадратного рівняння, однак це небажано. Розглянувши різні варіанти приблизного розв'язання цього рівняння, можна запропонувати його у вигляді:

$$\tau_\gamma = \frac{P}{N} \left(1 + \frac{MP}{N^2} \right), \quad \text{де} \quad (35)$$

$$P = 2I_d; \quad N = \frac{U_0}{L_K} - \frac{I_d}{RC}; \quad M = \frac{1}{2C} \left(\frac{I_d}{L} + \frac{I_0}{L_K} \right),$$

котре при реальних параметрах інверторів дає похибку значення γ не більш 3%, що цілком припустимо.

Значення змінних стану на кінці інтервалу комутації

$$U_K = \frac{4L_K I_d}{\tau_\gamma} - U_0, \quad (36)$$

$$I_K = 2 \frac{L_K}{L} I_d + I_0. \quad (37)$$

По розрахунковій величині τ_γ можливо розрахувати $\tau_{\beta_{зад}}$

$$\tau_{\beta_{зад}} = \tau_{\delta_{зад}} - \tau_\gamma. \quad (38)$$

Виходячи з отриманих даних, можна розрахувати τ_0

$$\frac{1}{\tau_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{RC} - \frac{R_d}{L_d + L_k} \right] + \frac{1}{C} \cdot \frac{I_d[k] + 1_{L\gamma}[k]}{U_{\gamma}[k]} \frac{\text{tg} \delta_{\text{зад}}}{\delta_{\text{зад}}} \quad (39)$$

Тепер умова переключення вентильного комутатора буде:

$$\tau_0 \leq \tau_{\text{бзад}} \quad (40)$$

Розглянемо особливості обліку комутації при прогнозованому управлінні по β , коли у мережах комутатора використовується дросель насичення. Тут часова діаграма $i_2(t)$ має на період γ нульову паузу, як і напруга на вході комутатора $U_1(t)$. При більших L_d можна обмежитись колишнім припущенням $i_d = \text{const}$ на час γ .

Часовий процес $i(t)$ іде тепер інакше, а рівень струму i_d не має значення, бо $\tau = \gamma/\omega$ визначається тільки вольтсекундним інтегралом $U_2(t)$.

$$\begin{cases} \frac{U_0 + U_K}{2} \tau_{\gamma} = 2\psi_m ; \\ I_{L0} + \frac{U_0 + U_K}{2L} \tau_{\gamma} = I_{Lk} ; \\ C \frac{U_0 - U_K}{\tau_{\gamma}} = \frac{U_K}{R} + I_{Lk} . \end{cases} \quad (41)$$

Різниця у цьому випадку від попереднього при визначенні τ_{γ} полягає у тому, що τ_{γ} знаходиться з виразу

$$\tau_{\gamma} = \frac{2}{\left[\frac{U_0}{\psi_m} - \frac{1}{RC} \right]} \left[1 + \frac{\frac{1}{C} \left[\frac{1}{L} - \frac{1_{L0}}{\psi_m} \right]}{\left[\frac{U_0}{\psi_m} - \frac{1}{RC} \right]^2} \right] \quad (42)$$

Після визначення τ_{γ} знаходимо U_K і I_{Lk} :

$$U_K = \frac{4\psi_m}{\tau_{\gamma}} - U_0 \quad (43)$$

$$I_{Lk} = \frac{2\psi_m}{L} + I_0 \quad (44)$$

Таким чином, різниця у алгоритмі керування складається тільки у додатковому визначенні τ_γ , U_k і I_k , котрі визначаються по різному у залежності від того, який характер індуктивності L_k .

При будові алгоритму прогнозного формування кута випередження інвертора β розглянуто також питання роботи цієї системи підчас пуску. Питання комутаційної стійкості підчас пуску, а також оптимізація по часу вивчені досить добре. Однак здійснення цих процесів розглядалось з позицій реалізації на аналоговій елементній базі. Використання МПСК з прогнозними формуванням кута випередження дозволяє достатньо обрахувати в основному алгоритмі керування особливості роботи ключів у пусковому режимі, а також зменшити його тривалість, оскільки дана система дозволяє з високою точністю відробляти задане значення β у перехідних режимах.

Другий рівень керування МПСК дозволяє здійснити сумісне керування КВ та АІС, забезпечуючи оптимальні по швидкодії перехідні процеси на виході перетворювача. Основна концепція цього керування складається у наступному: на виході перетворювача, тобто у споживача забезпечується задана зміна вихідної напруги за мінімальний час та підтримка його на цьому рівні, дарма, що перехідний процес всередині перетворювача ще деякий час продовжується. При цьому, безумовно, повинна бути забезпечена відсутність "захованої" нестійкості. Формування такого алгоритму управління на першому етапі будується на уяві АІС у вигляді безперервної моделі та допущенні, що вихідна напруга випрямляча може змінюватися миттєво і комутація вентилів також здійснюється миттєво. Виходячи із зроблених припущень, для забезпечення стрибка напруги на виході перетворювача U_2 необхідно відробити його по каналу β , а потім, змінюючи по визначеному закону E і β та підтримуючи U_2 на встановленому рівні, перевести перетворювач з одного сталого стану в другий.

Відповідно прийнятій концепції закон керування перетворювачем частоти по каналам E і β , може бути отриманий з наступної системи

рівнянь:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + U_1 = E(t); \\ U_1(t) = R_0 x^2(t) i(t); \\ U_2(t) = U_1 \frac{k_0}{x(t)}. \end{cases} \quad (45)$$

де $R = R_0 \cos^2 \beta = R_0 x^2$;
 $k = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cos \beta} = \frac{k_0}{x}$.

Виключення $U_1(t)$ з (45) дозволяє зменшити число змінних:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + R_0 x^2(t) i(t) = E(t); \\ U_2(t) = k_0 R_0 x(t) i(t). \end{cases} \quad \odot \quad (46)$$

Також, виключаючи з систем рівнянь (46) струм $i(t)$ та позначаючи

$$T_0 = \frac{L}{R_0}, \text{ одержимо:}$$

$$T_0 = \left[\frac{1}{x(t)} \frac{dU_2}{dt} - \frac{U_2}{x^2(t)} \frac{dx(t)}{dt} \right] + U_2(t)x(t) = k_0 E(t) \quad (47)$$

Одержане нелінійне диференціальне рівняння (47) визначає роботу функціонального перетворювача, який дозволяє здійснити сумісне управління перетворювачем частоти.

Одержане рівняння при $x(t) = \text{const}$ є лінійним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами, а у всіх останніх випадках (навіть при $U_2(t) = \text{const}$) - це нелінійне диференціальне рівняння. З (47) видно, що поставлена задача має безліч рішень, тобто, коли заданий закон $U_2(t)$, то достатньо задатися законом $x(t)$ (довільно, але з обліком реалізуємості) та отримати закон змінення $E(t)$. При цьому зрозумілий і другий висновок: якщо встановлено стрибок $\Delta U_2(t)$, то його реалізація можлива тільки за допомогою стрибка $\Delta x(t)$.

При цьому заданими величинами є константи k_0 , R_0 , а $= di/dt$, а також початкові параметри U_{20} , E_0 , та кінцеві U_{2k} , E_0 . Після цього обчислюються величини:

$$x = \frac{E_0 k_0}{U_{20}}; \beta_0 = \arccos x_0; i_0 = \frac{U_{20}}{k_0 R_0 x_0}. \quad (48)$$

$$x = \frac{E_0 k_0}{U_{2k}}; \beta_k = \arccos x_k; 1_k = \frac{U_{2k}}{k_0 R_0 x_k} \quad (49)$$

$$\tau = \frac{1_k - 1_0}{a}; x(t) = \frac{U_{2k}}{k_0 R_0 (1_0 + at)} \quad (50)$$

$$E(t) = \frac{U_{2k}}{0} x(t) + I a \quad \text{при } 0 \leq t \leq \tau, \quad (51)$$

в далі $E = E_0$.

Після того, як вирішена загальна концепція сумісного керування ТПЧ, розглядається більш точна модель АІС, що враховує $C_\theta = f(\beta)$, а також інерційність коефіцієнта передачі по напрузі:

$$k = \frac{k_0}{\text{и } \cos \beta} \frac{1}{T_{\text{ер}} + 1} \quad (52)$$

Остання інерційність не приводить до ускладнення розрахунків, оскільки ця ланка знаходиться на виході моделі АІС та не бере участь у внутрішніх процесах. У режимі постійності $U_2 = U_{2\text{зад}}$, коли одночасно змінюються $i(t)$ та $x(t)$, але їх добуток $\text{const} = U_{2\text{зад}}/k_0 R_0$ ланка $I/T_{\text{ер}} + 1$ додає на виході аперіодичну затухаючу складову перехідного процесу. Не треба навіть ускладняти розрахунки з обліком $T_{\text{ер}}$. Також і при програмному керуванні $U_2 = U_{2\text{зад}}(t)$ замість точного слідування U_2 за $U_{2\text{зад}}(t)$ буде аперіодичне відставання, тобто динамічна помилка. Можливо виконати керування $x(t)$ та $E(t)$ так, що за рахунок форсування $E(t)$ отримати більшу швидкодій вихідної ланки, тобто у певній мірі за рахунок цього подавити $T_{\text{ер}}$ вихідної ланки. Але ясно, що наприклад, поштовху U_2 за урахуванням реальних обмежень не отримати, можливо лише знизити результуючу інерційність. Врахування C_θ та $T_{\text{ер}}$ можливо зробити у два етапи:

- 1) При формуванні алгоритму керування врахувати лише C_θ , а формування вихідної напруги $U_2(t)$ зробити таким же, як і при відсутності $T_{\text{ер}}$, тобто завчасно погодитися з розходженням у динаміці U_2 та $U_{2\text{зад}}(t)$;
- 2) Знизити швидкодій за рахунок формування $x(t)$ і $i(t)$ з додатковим форсуванням.

В обох випадках у мережі постійного струму в безперервній

моделі слід враховувати 1 г_d .

Аналіз запропонованих варіантів рішення дозволяє зробити висновок, що друге рішення більш переважне.

У цій главі також зроблена оцінка точності квазібезперервної моделі по інтегральним показникам.

У четвертому розділі розглянуто питання побудови мікропроцесорних систем керування прогностичного типу, що працюють у реальному масштабі часу, а також програмно-апаратна реалізація запропонованих алгоритмів керування.

Головною причиною недостатньо швидкого проникнення мікропроцесорного керування у перетворювальну техніку можна вважати проблеми, що пов'язані з роботою керуючих мікропроцесорних систем у реальному масштабі часу, з-за складного алгоритму керування. Режим реального часу пред'являє жорсткі обмеження як на час рішення задач обчислювальними засобами, так і на швидкість інформаційного обміну, що забезпечується засобами інтерфейсу. Таким чином, режим реального часу накладає наступні обмеження:

- час рішення задачі T_p не повинен завищувати максимальний час обміну повідомленнями $T_{\text{обм. max}}$ між пристроями, для котрих вона вирішується, тобто

$$T_{\text{обм. max}} / T_p \geq 1 \quad (53)$$

швидкість передачі інформації у каналі обміну V_k обмежена 1, отже, існує мінімальний час обміну повідомленнями, так що

$$T_{\text{обм. min}} V_k \leq 1 \quad (54)$$

Таким чином, робота керуючих мікропроцесорних систем у реальному масштабі часу повинна задовільняти вимогам, що записані у вигляді системи нерівностей:

$$\begin{cases} T_{\text{обм.}} / T_p \geq 1 \\ T_{\text{обм.}} V_k \leq 1 \end{cases} \quad (55)$$

Виходячи з цього, можна зробити висновок, що

$$T_{\text{рдоп}} = \sum_{(j)} \sum_{(i)} t_j k_{j,i} \quad (56)$$

де t_j - час, витрачений обчислювальними засобами на виконання команди j -го типу;

$k_{j,i}$ - кількість команд j -го типу, необхідних для рішення i -го блоку задачі.

Вираз (56) можна подати у вигляді

$$T_{\text{рдоп}} = \sum_{(j)} \sum_{(i)} k_{j,i} / \Pi, \quad (57)$$

де Π - продуктивність обчислювальних засобів при рішенні даної задачі.

З виразів (53 - 57) витікає, що реалізація режиму реального часу у системі вимагає збільшення швидкості передачі інформації за рахунок зменшення затримок у каналі та вдосконалення протоколу обміну; зменшення часу рішення задач за рахунок підвищення продуктивності обчислювальних засобів (перш за все шляхом зменшення часу виконання команд), а також оптимізації алгоритмів обробки (у першу чергу за рахунок використання більш ефективних методів описування стану об'єкту керування) з метою мінімізації подвійної суми у чисельнику виразу (74).

Вибір конфігурації мікропроцесорної системи та її параметрів у багатьох випадках залежить від функцій, які покладені на неї при керуванні перетворювачем. На рис.4. представлена структурна схема напівпровідникового перетворювача (НП) з мікропроцесорною системою керування (МПСК), при цьому навантаження умовно розділено на модель змінних стану (МЗС) та модель функції мети (МФМ). Ці моделі реалізовані у перетворювачі частоти (МПСК). Ця структура дозволяє мікропроцесорній системі опитувати змінні стану $x_1(t), \dots, x_n(t)$ із урахуванням вектора завдання $V_g(t)$ виробляти керуючі сигнали u , що надходять до силової мережі напівпровідникового перетворювача. Крім цього, така система дозволяє відсліджувати значення вихідної функції мети $V_g(t)$ та додатково враховує зовнішні фактори, що впливають на роботу НП, МЗС, відсліджує вихідне значення НП $e_1(t)$. Це дозволяє не тільки забезпечити задану якість керування функцією мети $V(t)$, але і здійснювати адаптацію системи до зміни параметрів, виконувати діагностику, здійснювати оптимальне погодження перетворювача з мережею.

Аналіз пред'являємих вимог показав, що при програмно-апаратній реалізації мікропроцесорних систем керування напівпровідниковими перетворювачами необхідно вирішувати наступні задачі:

- вибір типу мікропроцесору та розробка оптимальної архітектури мікроконтролеру;

- розробка системи вводу-виводу, включаючи АЦП з мінімально

можливим часом обміну;

-оптимізація програм управління по швидкодії.

Робота у режимі експрес-прогнозного керування потребує підвищених вимог щодо швидкодії мікропроцесору, можливості адресації значних об'ємів пам'яті. Виконані розрахунки та експериментальні дослідження показують, що для забезпечення прогнозу системи найбільш зручними з вітчизняних мікропроцесорів є МК КІ810.

Розроблені алгоритми керування різними класами перетворювачів, що отримані на основі операторно-рекурентного методу аналізу, показують, що основними операціями, які виконуються мікропроцесором, є ввід, вивод та арифметичні операції складання, віднімання та множення. У зв'язку з цим були досліджені три конфігурації оброблючого блоку:

-процесор КІ810ВМ86;

-процесор з арифметичним співпроцесором КІ810ВМ87;

-процесор та інтегральний арифметичний помножувач КІ518ВЖІ.

Зрівняльна оцінка цих варіантів показала:

-застосування арифметичного співпроцесору типу КІ810ВМ87 приводить до погіршення показників МПСК, що виконують арифметичну обробку змінних цілого типу по спрощеним виразам;

-використання арифметичного помножувача типу КІ518ВЖІ знижує час виконання циклу обчислювань на 50% в порівнянні з варіантом одного процесору при роботі зі змінними цілого типу;

-час виконання програми для варіанту процесор та арифметичний помножувач в основному визначається лише швидкодією мікропроцесору. Підвищення тактової частоти МП підвищить ефективність використання арифметичного помножувача.

Іншим важливим моментом, що визначає швидкодію мікропроцесорної системи є організація пристрою зв'язку з об'єктом (ПЗО). У зв'язку з тим, що пряме мікропроцесорне управління дозволяє виключити цифро-аналогові перетворювання з каналу передачі інформації від системи до об'єкту, основною функцією ПЗО є аналого-цифрові (АЦ) перетворювання сигналів від датчиків зворотних зв'язків (ДЗЗ). У загальному випадку час АЦП-перетворення залежить від методів перетворення та р'єрядності АЦП. Паралельні АЦП дозволяють

здійснювати перетворення входного сигналу за один такт, однак для досягнення заданої точності необхідні значні апаратні витрати. Крім того, визначення оптимальної області використання таких АЦП при широкому діапазоні зміни частоти входного сигналу вилучає проведення спеціальних досліджень. Застосування послідовних АЦП для перетворення змінюючогося у часі входного сигналу малоефективно з-за низької швидкодії. Тому для виконання АЦ-перетворень сигналів у динамічних системах найбільш доцільно використання АЦП з порозрядним зрівноваженням, бо вони забезпечують найбільш високе розрешення при більшій швидкості перетворення. Проте, при проектуванні систем перетворення енергії з МПСК урахування динамічних похибок є однією з найважливіших задач.

Для дослідження закономірностей виникнення динамічних похибок була розроблена логіко-математична модель (ЛММ) АЦП порозрядного зрівноваження. В ЛММ паралельно моделюванню АЦ-перетворень після кожного його такту розрахунок динамічної похибки виконувався за виразом

$$\delta(n) = |U_{ВХ}(n) - U_{ЦАП}(n)| * 100\% / U_{ВХ}(n), \quad (58)$$

де $U_{ВХ}(n)$ - напруга на вході АЦП після n тактів АЦ-перетворень, котре при синусоїдальній формі входного сигналу може бути виражено як

$$U_{ВХ}(n) = U_{мвх} * \sin(\arcsin k_1 U_{мвх} + 2\pi f_{ВХ} * n * T_{ти}), \quad (59)$$

де $U_{мвх}$ - амплітуда входного сигналу;

$f_{ВХ}$ - частота входного сигналу;

$T_{ти}$ - період слідування тактових імпульсів, величина, обернена $f_{ти}$;

$U_{ЦАП}(n)$ - напруга на виході ЦАП після n -го такту АЦ-перетворень.

Процеси моделювання АЦ-перетворень та зміна величини δ у функції номеру такту показані на рис.5. та 6. Для зручності аналізу отриманих результатів на екрані дисплею виводилась інформація про номер такту АЦ-перетворення, у котрому досягається мінімальна похибка з укаванням її значення, а також похибка на прикінці перетворення. Крім приведених на рис.5. та 6. випадків, були

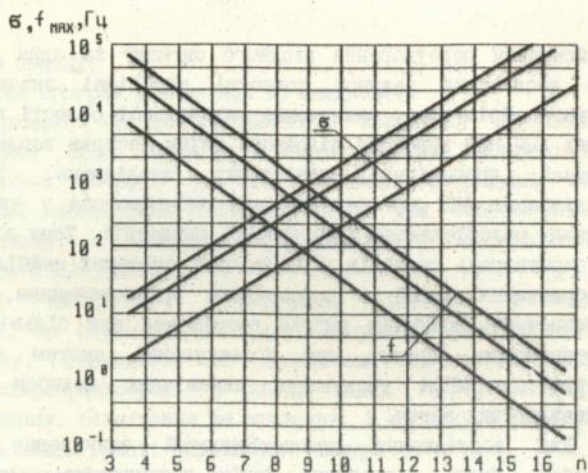


Рис. 5

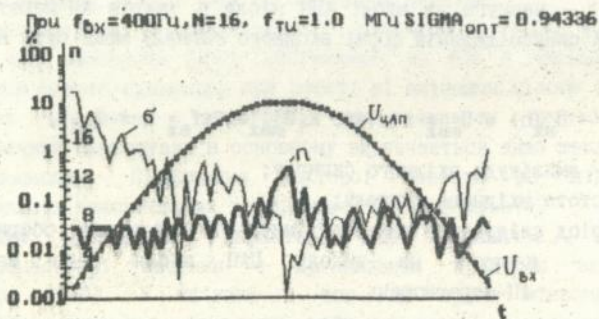


Рис. 6

проведені дослідження ще декількох. При цьому виявилось, що екстремум функції $\delta(n)$ завжди знаходиться всередині змінного інтервалу $T_{\text{АЦ}}$, а не на його межі, тобто при $n_1 = 16$.

Приведений аналіз динамічних похибок АЦ-перетворень дозволяє зробити наступні висновки:

- усунення з АЦП пристроїв виборки та зберігання підвищує точність АЦ-перетворень;

- наявність УВЗ у схемах АЦП доцільно лише тоді, коли запізнення, зв'язане з ненульовим часом перетворень, не має будь-якого значення при передачі інформації;

- підвищення точності АЦП при перетвореннях динамічних сигналів можливо за рахунок обмеження числа тактів на рівні їх оптимального значення.

ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ І ВИСНОВКИ

У дисертації розроблені теоретичні положення формування оптимальних по швидкодії процесів кінцевої тривалості у мікропроцесорних системах керування прогнозного типу напівпровідниковими перетворювачами електроенергії основних класів та їх практична реалізація, що дозволяє зробити наступні основні висновки:

1. Досліджено механізм параметричного формування ПКТ у замкнених системах з перетворювачами на основі імпульсних моделей з приведеною безперервною частиною 2...4 порядків. Це дозволило встановити нові закономірності протікання ПКТ при різних формах представлення безперервної частини, необхідні при розробці алгоритмів МП-управління.

2. Розроблена методика та знайдено алгоритм формування ПКТ за допомогою прогносної МПСК. Показано, що прогнозна МПСК не має обмежень у реалізації ПКТ, що властиве параметричному формуванню, та дозволяє формувати ПКТ без підвищення порядку структури.

3. Одержана дискретна передаточна функція МПСК прогнозного типу, еквівалентна нереалізуемій аналоговій та копійчій її цифровій системі регулювання. Показано, що ефект інтелектуального керування по точному прогнозу обумовлен

наявністю в еквівалентній передаточній функції ланок чистого випередження, що не реалізується другими засобами.

4. Показана доцільність формування ПКТ за допомогою прогнозної МПСК за один інтервал дискретності по середньому інтегральному значенню вихідної координати та одержано рекурентний алгоритм такого ПКТ.

5. Проведено аналіз стійкості та якості протікання внутрішнього перехідного процесу при реалізації ПКТ по середньому інтегральному значенню за один такт перетворювача. Одержані умови стійкості та співвідношення для декременту затухання перехідного процесу. Розглянуті альтернативні рішення при несприятливому характері внутрішнього перехідного процесу.

6. Проведена оцінка якості регулювання та стійкості систем з ШП та КВ при прогнозному мікропроцесорному керуванні. Показано, що розроблений алгоритм прогнозного керування дозволяє сформувати з високою точністю перехідний процес кінцевої тривалості по середньому інтегральному значенню струму навантаження перетворювача за один інтервал дискретності.

7. Розроблено новий алгоритм прогнозного мікропроцесорного формування кута випередження β АІС, який дозволяє з високою точністю відпрацювати задане значення β у поточному такті як у сталих, так і у перехідних режимах, що не реалізується другими засобами.

8. На підставі застосування підсистеми прогнозного формування β розроблено алгоритм сумісного керування автономним інвертором струму та керованим випрямлячем, що забезпечує оптимальні по швидкодії перехідні процеси в перетворювачі частоти.

9. Розглянута особливість пускового процесу АІС при прогнозному керуванні. Показано, що використання прогнозного керування дозволяє здійснити пуск з більшою стійкістю, а також скоротити час пускового процесу.

10. Розглянуто особливості побудови архітектури мікропроцесорних контролерів, які працюють у системах прогнозного керування у реальному масштабі часу. Показано, що для таких систем замість традиційного використання співпроцесору найбільш доцільно сполучення процесору з апаратним арифметичним блоком. Таке рішення дозволяє скоротити на 50 % час

виконання арифметичних дій при роботі з цілими числами.

11. Проаналізована можливість підвищення швидкодії пристрою зв'язку з об'єктом. Показано, що підвищення швидкодії АЦП з одночасним підвищенням точності у перехідних режимах можливо за рахунок скорочення кількості розрядів.

12. Розроблено програми, які реалізують алгоритми мікропроцесорного прогнозного керування перетворювачем частоти та показана їх практична реалізація.

ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ ДИСЕРТАЦІЇ ВИСВІТЛЕНІ У НАСТУПНИХ РОБОТАХ

1. Долбня В.Т., Сокол Е.И. Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость. Харьков, "Вища школа", 1988 с.136

2. Долбня В.Т., Сокол Е.И. Применение топологического метода для анализа переходных процессов в инверторах тока и напряжения. В сб. научн. трудов "Наукова думка" Киев, 1979 с.

3. Сокол Е.И., Фесенко Е.А., Технологический монитор управляющей микро ЭВМ. Вестник Харьковского политехнического института №5, "Электромашиностроение и автоматизация пром. предприятий", вып. 17, с. 68 - 72.

4. Сокол Е.И. Прямое микропроцессорное управление тиристорным преобразователем частоты по нетрадиционным алгоритмам. Труды международной конференции "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения". - Харьков, 1993, с. 269 - 271.

5. Шипило В.П., Сокол Е.И. Принципы интеллектуального микропроцессорного управления полупроводниковыми преобразователями. Труды международной конференции "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения". - Харьков, 1993, с. 276 -278.

6. Сокол Е.И., Кипенский А.В., Шилина Л.В. Особенности микропроцессорного управления выпрямителем. Всесоюзная школа семинар "Микропроцессоры в системах связи и управления", Харьков, 1986 г.

7. Сокол Е.И., Домнин И.Ф., Фетюхина Л.В. Анализ эффективности применения арифметического умножителя в управляющих контроллерах. Техническая электродинамика, Киев, 1993, № 4, с. 34 - 37.

8. Сокол Е.И., Кипенский А.В., Базакуца В.В. Анализ динамических погрешностей УСО микропроцессорных систем управления. Межвузовский научный сборник "Вопросы преобразовательной техники и частотного электропривода", Саратов 1993, с.19 -52.

9. Разработка прямого микропроцессорного управления для систем питания ускорительно-накопительных комплексов. Заключительный отчет по НИР № 0293V60I238, 1992.

10. Шипилло В.П., Сокол Е.И., Сакара Ю.Д. Интеллектуальное микропроцессорное управление преобразователем частоты. *Vorsodi muszaki gazdasagi elet.* № 4-5, Будапешт, с.165-167.

11. А.с. №877782 Пусковое устройство для автономного инвертора тока с самовозбуждением. / В.П. Шипилло, Е.И. Сокол, С.И. Дрейслер, А.П. Мотыль./

12. А.с. №877780 Способ регулирования выходного напряжения инвертора тока с самовозбуждением и устройство регулирования выходного инвертора тока с самовозбуждением.

13. А.с. СССР №1788660 Бюл. №2 1993 г. 7с. Цифровое устройство для управления электроприводом машины непрерывного литья металлов и сплавов./ Сокол Е.И., Кипенский А.В., Рыбенский В.И., Шутько В.Ю., Хорошилов О.Н./

14. А.с. №1632621 Бюл. №9 1991 г. Цифровое устройство для управления машиной непрерывного литья заготовок./ Сокол Е.И., Кипенский А.В., Хорошилов О.А. и др./

15. А.с. №1660116 Бюл. №24 1991 г. Патент РФ №1660116 рег. 17.12.92. Цифровое устройство для управления вентильным преобразователем.

16. А.с. СССР №1785138 Бюл. №48 1992. Цифровое устройство для управления электроприводом машины непрерывной разливки металла./ Сокол Е.И., Кипенский А.В., Хорошилов О.Н. и др./

17. Патент РФ №1838868 Бюл. №32 1993. Способ прямого микропроцессорного управления тиристорным преобразователем и устройство для его осуществления.

18. Сокол Е.И., Кипенский А.В., Мартыненко А.В. Микропроцессорное управление технологическим объектом в гибком автоматизированном производстве. Тезисы докладов Всесоюзной научно-техн. конф. "Автоматизация технологических процессов в гибких производственных системах машиностроения на основе

полупроводниковых преобразователей частоты". Уфа, 1987, с.16-17.

19. Сокол Е.И., Кипенский А.В., Колесник Ю.И., Фетухина Л.В. Аппаратная реализация микропроцессорных систем управления вентильными преобразователями. Тезисы докладов 2 всесоюзной науч.-техн. конф., "Микропроцессорные системы" Челябинск ЧПИ, 1988, с.97.

20. Сокол Е.И. Особенности микропроцессорного управления полупроводниковыми преобразователями в реальном масштабе времени. Тезисы докл. междунаучно-техн. конф. MicroCad-SYSEM-93, Харьков, Мишкольц, ч.3 с.83-86.

21. Шипило В.П., Сокол Е.И., Домнин И.Ф., Фетухина Л.В., Шишкин М.А. Моделирование на ЭВМ систем прогнозного управления полупроводниковыми преобразователями частоты. Тезисы докл. междунаучно-техн. конф. MicroCad-SYSTEM-93, Харьков, Мишкольц, ч.3 с.86-88.

22. Шипило В.П., Сокол Е.И. Интеллектуальное микропроцессорное управление полупроводниковыми преобразователями. Тезисы докл. междунаучно-техн. конф. "Проблемы преобразования электроэнергии", Москва, 1993.

23. Сокол Е.И., Домнин И.Ф., Ластовка А.П., Шишкин М.А., Фетухина Л.В. Диагностирование преобразователей электроэнергии в системах управления по прогнозу. Тез. докл. междунаучно-техн. конф. Microcad-SYSTEM-94, Харьков, Мишкольц, ч.2 с.44-45.

24. Шипило В.П., Сокол Е.И. Принципы организации процессов конечной длительности в системах прогнозного микропроцессорного управления полупроводниковыми преобразователями. Тез. докл. междунаучно-техн. конф. Microcad-SYSTEM-94, ч.2 с.46-47.

25. Сокол Е.И., Кипенский А.В., Рябенский В.И. Микропроцессорная реализация позиционных регуляторов тиристорного электропривода технологической установки. Тезисы докладов 5 Всесоюзной науч.-техн. конф. "Проблемы преобразовательной техники", Киев, 1991 ч.5, с.272-274.

Особистий внесок. В працях, опублікованих в співавторстві дисертанту належить: в [1] - автором написані розділи 4.2-4.6, а також розділ 5; в роботах [2,3,5,6] - автору належить постановка наукової задачі, висновок основних співвідношень та обґрунтування

результатів; в роботах [7,8,10,21] - автору належить концепція прогнозного мікропроцесорного керування; інші роботи написані разом з спільним особистим внеском.

А Н Н О Т А Ц И Я

Сокол Е.И. Микропроцессорное управление полупроводниковыми преобразователями электрической энергии по вычисляемым прогнозам.

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.12 - полупроводниковые преобразователи электроэнергии, институт электродинамики НАН Украины, Киев, 1994.

Защищается 31 научная работа и 12 авторских свидетельств и патентов, которые содержат результаты теоретических исследований по разработке алгоритмов прогнозного микропроцессорного управления (МПСУ) полупроводниковыми преобразователями электрической энергии основных классов, а также их программно-аппаратная реализация. Установлено, что при таком способе управления возможна реализация оптимальных по быстродействию переходных процессов, а также МПУ расширяет область объектов, в которых могут быть реализованы такие процессы.

ANNOTATION

Sokol E.I. Microprocessor control of semiconductor converters of electric energy by prognoses calculations.

Dissertation for seeking of Doctor of Science Degree on 05.09.12. speciality - semiconductor converters of electric energy, Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences, Kiev, Ukraine, 1994.

31 scientific works and 14 patents are submitted, which contain the results of theoretical research and development of the algorithms of prognosis microprocessor control of the main classes of semiconductor converters of electric energy and their soft- and hardware. Found, that under this control, the realization of optimum by quickness transient processes is possible and the microprocessor control enlarges the number of objects where these processes can be realized.

Ключові слова: мікропроцесор, прогнозне керування, напівпровідниковий перетворювач.

Підп. до друку 17.10.94. Формат 60×84^{1/16}. Папір друк. Друк офсетний. Умовн.-друк. арк. 1,0.
Облік-вид. арк. 1,0. Тираж 110 прим. Зам. 1043. Безплатно.

Поліграфічна фірма «Прінтал»
310093, Харків, вул. Свердлова, 115.

454326

AV 31.120