

Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**



НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

1'2011

(липень)

**Виходить двічі на рік
(січень, липень)**

Видається з травня 1999 року.

**Зареєстрований 29 січня 2003 року Державним комітетом
інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України,
Свідоцтво – серія КВ № 6905.**

Засновник і видавник: Запорізький національний технічний університет

**Запоріжжя, ЗНТУ
2011**

ISSN 1607-6761

Постановою президії ВАК України №1-05/1 від 10.02.2010 р. журнал «Електротехніка та електроенергетика» (скорочена назва – Е&Е), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

Інтернет-сторінка журналу: <http://journal.zntu.edu.ua/et/index.php?page=index> .

Статті, що публікуються в журналі, реферуються в базах даних та РЖ ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал Е&Е міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (<http://journals.indexcopernicus.com/index.php>), електронна копія журналу розміщена на сайті Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського НАН України у розділі «Наукова періодика України» за адресою: <http://nbuv.gov.ua/portal/> .

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22913).

Науковий журнал друкує наукові праці, теоретичні розробки, довідкові матеріали про розробки підприємств, вищих навчальних закладів, НДІ у галузі електротехніки, електроенергетики у відповідності з рубриками:

1. Електротехніка.
2. Електроенергетика.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д.т.н., Потапенко Є. М.

Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Биковський О. Г.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Клепиков В. Б.	д.т.н.	Чумаченко В. П.	д.ф.-м.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.
Онуфрієнко В. М.	д.ф.-м.н.		

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 4 від 22.11.2010 року.

Рукописи проходять незалежне рецензування із залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування. У разі невідповідності матеріали не повертаються авторіві.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.
Тел.: (061) 7-698-296, факс: (061) 764-21-41.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

ЗМІСТ

Метельський В.П. ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОМУ ФАКУЛЬТЕТУ 50 РОКІВ	4
---	---

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Потапенко Е.М., Казурова А.Е., Савранская А.В. ОБЗОР РАБОТ ПО ДИНАМИКЕ МНОГОМАССОВЫХ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ ЭЛЕКТРО- МЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА КАФЕДРЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЗНТУ	7
--	---

Деев С.Г., Потапенко Е.М. ОПТИМАЛЬНОЕ РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ С ИЗБЫТОЧНЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ-МАХОВИКОВ	11
---	----

Казурова А.Е., Потапенко Е.М. РОБАСТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НАВЕДЕНИЕМ И СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВООРУЖЕНИЯ БРОНИРОВАННОЙ МАШИНЫ	18
---	----

Душинова Е.В., Потапенко Е.М., Деев С.Г., Шибалкин О.Е., Шийка А.А. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОВОРОТА АНТЕННЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ	26
--	----

Волянский Р.С., Садовой А.В. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С КВАДРАТИЧНОЙ АКТИВАЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ	35
---	----

Островерхов Н.Я., Бурик Н.П. УПРАВЛЕНИЕ КООРДИНАТАМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВАНИИ КОНЦЕПЦИИ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ ПРИ МИНИМИЗАЦИИ ЛОКАЛЬНЫХ ФУНКЦИОНАЛОВ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЭНЕРГИЙ	41
---	----

Андриенко П.Д., Орловский И.А., Метельский В.П. СИНТЕЗ БАЗОВОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ В ВИДЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С НЕ ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНОЙ СТРУКТУРОЙ	50
---	----

Крисан Ю.О., Залужний М.Ю. УНІВЕРСАЛЬНИЙ СТЕНД ДИСТАНЦІЙНОГО КЕРУВАННЯ І КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДА MICROMASTER 440	56
---	----

Вишневський М.В., Андрієнко О.М. ЗАСТОСУВАННЯ ЗАХИСНОГО ПРИСТРОЮ В НЕЙТРАЛІ ВИСОКОВОЛЬТНОЇ ОБМОТКИ АВТОТРАНСФОРМАТОРА З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОБМЕЖЕННЯ ОДНОФАЗНОГО СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ	60
---	----

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

Ярымбаш С.Т., Килимник И.М., Ярымбаш Д.С. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ГЛАВНЫХ ШИННЫХ ПАКЕТОВ СЕКЦИЙ ПЕЧЕЙ ГРАФИТАЦИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	64
---	----

Голубенко Н.С., Андриенко П.Д., Алексеевский Д.Г., Немудрый И.Ю. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЭУ С АЭРОДИНАМИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛИКАТОРОМ В РЕЖИМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ ВЕТРОТУРБИН	70
---	----

Єршов А.В., Лоскутов С.В., Сейдаметов С.В., Коцур І.М., Камель Г.І. ЕНЕРГЕТИЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРИЧНОГО ВИБУХУ ПРОВІДНИКА У РІДИНІ	74
---	----

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОМУ ФАКУЛЬТЕТУ 50 РОКІВ

Електротехнічний факультет – один з найбільших в університеті (одночасно на денній та заочній формі навчаються понад 2000 студентів). Факультет організований у 1961 році, коли гостро постала проблема нестачі інженерів електротехнічного профілю, яких потребували ВАТ «Запоріжтрансформатор», «Перетворювач», «Дніпроенерго», «Мотор Січ», комбінати «Запоріжсталь», «Абразивний», титано-магнієвий, заводи високовольтної апаратури, феросплавний, «Укрграфіт», електроапаратний, коксохімічний, кабельний, «Супертрансформатор», «Напівпровідниковий», казенні підприємства «Іскра», «Радіоприлад» та багато інших. Зростання потужностей промислових підприємств безпосередньо пов'язане з електропостачанням, а це означало: без будівництва Запорізької теплової та атомної електростанцій, другої черги Дніпрогесу не обійтися. Звісно, для цих енерговелетнів були вкрай необхідні інженери-електрики та інженери-електромеханіки. І не лише для них, а й для обслуговування електростанцій, високовольтних ліній електропередач, електрослужб промислових підприємств.

Обслуговування потужних електрокомплексів вимагало висококваліфікованих спеціалістів. До того ж такі фахівці були вкрай необхідні і для роботи на ремонтних підприємствах, таких як електровозоремонтний завод, «Дніпроенергоремонт» та інші. На інженерів-електриків та інженерів-електромеханіків чекали на підприємствах не лише електротехнічного профілю, але й на металургійних, машинобудівних та багатьох інших.

В Запорізькому регіоні гостро стала проблема підготовки таких кадрів. Де саме? Звичайно, в машинобудівному інституті. Тут створили спеціальний – електротехнічний факультет. Так почалася його історія. Факультет зростає і розвивається одночасно з підприємствами, для яких готував кадри інженерів.

Сьогодні на факультеті 7 кафедр, з них 4 профілюючі-випускні: «Електричні машини», «Електричні апарати», «Електропривод та автоматизація промислових установок», «Електропостачання та електрозбереження». Крім них на факультеті три загально-інженерні кафедри: фізики, теоретичної і загальної електротехніки та іноземних мов.

Загалом кафедри готують бакалаврів, спеціалістів, магістрів за такими спеціальностями: електричні машини, електричні апарати, електротехнічні системи електроспоживання, енергоменеджмент, електрообладнання енергоємних виробництв.

Випускаючі кафедри мають свої філії та постійні місця проходження практики, починаючи з ознайомчої і закінчуючи переддипломною, що значно зменшує період адаптації майбутніх висококваліфікованих спеціалістів. До таких підприємств належать: ВАТ «Запоріжтрансформатор», ЗВА «Укренерго», «Дніпрогес», «Мотор Січ», «Укрграфіт», «ВІТ», ЗАТ «АвтоЗАЗ», «Перетворювач», комбінат «Запоріжсталь».

Цікаво, що нині 70–90 відсотків інженерних кадрів підприємств електротехнічного профілю Запорізького регіону – випускники електротехнічного факультету.

Гордістю електротехнічного факультету ЗНТУ є випускники, яких за 50 років підготовлено близько 10 000 чоловік, серед них 700 інженерів для країн Азії, Африки, Латинської Америки та країн ближнього зарубіжжя. До них насамперед відносяться: экс-міністр електротехнічної промисловості СРСР А.І. Майорець, генеральний директор ЗАТ «АвтоЗАЗ» М. М. Євдокименко, экс-генеральний директор КП «Іскра» І. С. Пресняк, экс-генеральний директор заводу «Радіоприлад», директор з енергетики ВАТ ДСС канд. техн. наук О. П. Лютий, заступник головного енергетика ВАТ «Мотор Січ» О. С. Левада, директор ВАТ «Запоріжтрансформатор» В. К. Ібадулаєв, голова дорадчої ради В. М. Калоущенко, директор ЧП «Укрелектромонтаж» М. І. Ласка, директор НПП «Плазмотех» М. П. Галюк, головні інженери МЕЗ М. В. Сульдін та ВАТ «Запоріжелектротранс» Котенко, заступник головного інженера Укренерго (ДНЕС) В. В. Білостоцький, директори ВАТ «Укрграфіт» А. В. Тютюнник та електровозоремонтного заводу А. І. Тутов, головні енергетики «Напівпровідникового» заводу П. І. Кухно, ЗТМК В.М. Криворучено, кольорових сплавів О. Ю. Ісаєв, скляного заводу О. В. Моргун, ЗАТ «Феро-Треїтінг» А. М. Лисих, директор ВАТ «Енергосервіс» В. Л. Пазюк, «Віван» – С. Ф. Дружко, заступник начальника енергоінспекції Придніпровського регіону М. Я. Шапринська, начальник енергоінспекції Запорізької області В. Р. Драний, його заступник О. М. Ткач, директор музично-драматичного театру ім. В. Магара, заслужений діяч мистецтв України В. І. Слонов, заступники директора Запорізького електроколеджу Ю. Е. Пачколін, Є. П. Іваненко, начальники цехів мереж і підстанцій комбінату «Запоріжсталь» Б. Б. Кошеленко та ВАТ ДСС Г. І. Федоряка.

Запорізький регіон вважають центром сучасної енергетики в Україні, де зосереджена найбільша кількість електростанцій (Дніпрогес 1, 2, теплова, атомна), які виробляють чверть від усієї електроенергії країни. Важливу роль у подоланні проблем з енергетики вирішував і вирішує електротехнічний факультет ЗНТУ. На факультеті на семи кафедрах працює 115 викладачів, дві третини з них мають вчені ступені і звання.

Значний вклад в розвиток матеріально-технічної бази, поліпшення навчально-методичної, наукової, спортивної та громадської роботи факультету внесли професори С. О. Юхимчук, П. Д. Андрієнко, І. Д. Труфанов, Є. М. Потапенко, О. М. Рассальський, В. П. Метельський, С. В. Лоскутов, В. В. Зіновкін, А. В. Єршов, завідувачі кафедрами С. Т. Яримбаш, В. І. Бондаренко, І. В. Авдєєв, В. Г. Корніч, А. Т. Рябошапка, Е. В. Власенко, доценти В. О. Машкін, В. Г. Савельєв, М. Л. Антонов, І. А. Орловський, О. М. Андрієнко, В. В. Куш, С. М. Тиховод, В. В. Козлов, В. К. Манько, О. Г. Стащенко, О. І. Афанасєв, В. Д. Флора, П. В. Махлін, О. В. Близняков, О. І. Байша, Л. Б. Жорняк,

В. М. Снегір'єв, О. І. Правда, С. П. Луцін, А. В. Пірожок, С. І. Арсеньєва, О. М. Клишко, Т. В. Попова, А. П. Заболотний, В. М. Немикіна, І. А. Андріас, старші викладачі Л. С. Беспалов, В. О. Чикіна, Є. В. Васильєва, А. Є. Казурова, О. А. Шрам, О. М. Свидерська, В. В. Дьяченко, асистенти В. І. Левикіна, Т. П. Солодовнікова.

Своєю творчою працею, сумлінням, ініціативою вони підтримують добрий імідж факультету, всього університету.

Гордістю колективу ЕТФ були, є і завжди будуть найкращі студенти: відмінники навчання, іменні стипендіати, переможці олімпіад, активісти, спортсмени, аматори, громадські лідери.

Щирої подяки заслуговують голова студентського профбюро Андрій Бойко, громадський декан Дмитро Межевський, відмінники-активісти Світлана Дмитренко, Костянтин Дідовіч, Борис Кузьмено, Ольга Рахліна, Сергій Лапкін, Максим Антонов, Олексій Макаренко, Станіслав Рельов, Дмитро Агібалов, Тетяна Гронт, голова профкому студентів ЗНТУ, випускник ЕТФ, відмінник навчання Андрій Іванченко.

Вища школа без науки існувати не може. Тому професорсько-викладацький склад національного технічного університету і зокрема електротехнічного факультету постійно, день у день вдосконалюють навчальний процес, розробляють новітні обладнання і технології на замовлення державних галузей, окремих промислових підприємств. Щороку науково-технічні розробки впроваджуються у виробництво, приносячи державі і трудовим колективам відчутний економічний ефект. Можна сказати, що на кафедрах факультету навчання і наука завжди поряд, вони доповнюють одне одного, аби вища школа розвивалася відповідно до сучасних вимог ринкової економіки, тобто на загальноосвітньому рівні.

Вагомий внесок у розвиток кафедри «Електропостачання промислових підприємств» вніс її завідувач професор С. О. Юхимчук, який створив наукову школу з плазмової електротехнології. Молоді вчені І. В. Авдєєв, О. М. Клишко, В. В. Попов, О. І. Байша під керівництвом професора С. О. Юхимчука організували на кафедрі спершу галузеву, а потім проблемну лабораторію (70–80-ті роки). Тут розроблялися такі напрямки: плазмова металургія, іонно-плазмова обробка двомірних виробів, плазмова модифікація зі скла, поліпшення ефективності спалювання низькосортного вугілля на теплоелектростанціях.

За результатами цих розробок впроваджено у виробництво промислові установки для іонно-плазмової цементації труб на підприємствах.

Ці та інші розробки з плазмової електротехнології, впроваджені у виробництво на багатьох підприємствах та електростанціях, дозволили значно подовжити робочий ресурс обладнання, труб, підвищити якість сировини та матеріалів, а в результаті – економити десятки мільйонів гривень щороку. Про це надруковано 160 статей у наукових журналах, отримано 20 авторських свідоцтв на винаходи, написано дві монографії, захищено одну докторську і п'ять кандидатських дисертацій.

Група викладачів на чолі з деканом факультету, професором В. П. Метельським розробила й виготовила дослідний і промисловий зразки струмообмежуючого реактора для захисту електричних мереж напругою 0,4 кВ від перевантаження і коротких замикань. Ця робота, впроваджена у ВАТ «Запоріжжяобленерго», зменшує втрати електроенергії.

Плідно працює молодий учений, доцент кафедри ЕПП Д. С. Яримбаш над вирішенням питання підвищення ефективності електротехнічного комплексу індукційного нагріву для пресування заготовок вугільно-графітових блоків. В результаті дослідження електромагнітних і теплових процесів в елементах цього комплексу, удосконалення та оптимізації режимів роботи індукторів на основі об'єктно-орієнтованої теоретичної моделі, удосконалення методів розрахунку та ідентифікації електричних і теплових характеристик системи з урахуванням параметрів трансформаторів живлення досягнуто підвищення енергоефективності функціонування комплексу та істотне поліпшення якості заготовок. Результати досліджень впроваджено на ВАТ «Укрграфіт», що дозволило скоротити тривалість підготовчого етапу на 15–17 %, зменшити питомі витрати електроенергії під час пресування на 9–12 % та кількість некондиційних заготовок доменних і подових блоків у 2–2,5 рази, забезпечити високу якість нових енергозберігаючих типів подових блоків із питомим вмістом графіту до 100 %.

Доцент цієї ж кафедри В. Д. Флора запроваджував у виробництво безконтактні системи живлення і керування електротранспортом промислових підприємств.

Доцентом кафедри «Електропривода та автоматизації промислових установок» Потапенком Є. М. було запропоновано та досліджено новий метод робастного керування. За матеріалами цих досліджень була захищена докторська дисертація. Цей метод було впроваджено у подальших дослідженнях. Група аспірантів кафедри «Електропривода та автоматизації промислових установок» під керівництвом професора Є. М. Потапенка провела дослідження з керування маневруючими пружними космічними апаратами. З 1998 року було розпочато дослідження з векторного керування асинхронними електродвигунами. Результати цих робіт впроваджуються у розробках НВП «Перетворювач-Комплекс», КП НВП «Іскра». Разом з цим, на завдання ДП «Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут» розробляються алгоритми керування наведенням та стабілізації кулемета, встановленого на броньованій машині. На завдання Казенного підприємства НВК «Іскра» розробляються алгоритми керування електроприводом повороту антени радіолокатора. За результатами цих напрямків опубліковано понад 170 наукових робіт у провідних науково-технічних журналах, отримано 23 авторських свідоцтва та патентів на винаходи, захи-

щено 5 кандидатських дисертацій (одна з фізико-математичних наук, чотири – з технічних). С. М. Потапенко є головним редактором науково-технічного журналу «Електротехніка і електроенергетика».

Інша група науковців цієї ж кафедри під керівництвом її завідувача доцента В.І. Бондаренко дослідила і розробила системи дискретного електропривода з мікропроцесорним керуванням на базі крокових електродвигунів лінійного, зворотно-поступального, обертального і коливального рухів.

Науково-технічний прогрес колектив кафедри «Електричні апарати» вважає своїм основним завданням поряд з навчальним процесом. Науковці кафедри під керівництвом професора О. М. Рассальського та І. Д. Труфанова постійно працювали над вирішенням проблем теорії і методів аналізу і синтезу нових конструктивних, технологічних та експлуатаційних якостей електричних апаратів на замовлення підприємств електротехнічної галузі. Основним спрямуванням наукових досліджень професора І. Д. Труфанова є енергозбереження і підвищення надійності електросталеплавильного обладнання. Результати розробок втілюються на ВАТ ДСС і «Мотор Січ». За результатами досліджень опубліковано понад 200 наукових статей, захищено одну докторську дисертацію і підготовлено п'ять кандидатів технічних наук. І. Д. Труфанов – дійсний член (академік) Академії інженерних наук України.

Під керівництвом професора О. М. Рассальського науковці створили автоматизовану систему комерційного обліку енергоспоживання підприємств, автоматизовану систему керування технологічними процесами на електропідстанціях напругою 110-330 кВ.

Плідно працює професор кафедри «Електропостачання та енергозбереження» П. Д. Андрієнко з аспірантами над проблемами транспортування аміаку (тільки країни СНД), проектування електропередачі для дизель-поїздів на замовлення Укрзалізниці, перетворювачів для електротехнологій, джерел споживання для переробки побутових відходів, джерел споживання для водневого відновлення кремнію, інверторів для вітрових і сонячних електростанцій.

Основними напрямками наукової діяльності завідувача кафедри фізики професора С. В. Лоскутова є особливості деформування поверхневого шару металів, дослідження фізичних закономірностей структурних перетворень металів в умовах електромагнітного та механічного впливу. За цією тематикою ним опубліковано понад 100 наукових праць, у тому числі монографію, три статті навчально-методичного характеру у фахових журналах, отримано п'ять авторських свідоцтв на винаходи та п'ять патентів України, захищено докторську дисертацію.

За 30 років праці в ЗНТУ професором кафедри Фізики А. В. Єршовим опубліковано 46 наукових робіт, матеріали яких доповідались на 15 міжнародних науково-технічних конференціях, підготовлено 4 методичні розробки. Основні напрямки наукової роботи А. В. Єршова – фізика енергоперенесення у плазмових апаратах, стійкість дифузного розряду на поверхні електродів, підвищення плазмового покриття. За даним напрямком захищено докторську дисертацію, матеріали якої мають практичний інтерес для виробництва.

На кожній з семи кафедр факультету постійно діють комп'ютерні класи, працює також оновлений загально-факультетський клас на 25 робочих місць. Студенти мають можливість не лише здобути практичні навички роботи на комп'ютерах, а й завдяки цьому розробляють контрольні курсові роботи, дипломні проекти.

Ректорат ЗНТУ постійно опікується питаннями побуту, навчання і відпочинку студентів, які мешкають в гуртожитку. Для вирішення цих проблем у студентському гуртожитку факультету створений і постійно діє комп'ютерний клас, є спортивна кімната, діє Internet, є актові зала для організації та проведення дозвілля.

В університеті ЕТФ називають кузницею електротехнічних кадрів. Щороку близько 200 фахівців-випускників факультету приходять працювати на електротехнічні, металургійні, машинобудівні та інші підприємства. Вони з кожним роком примножують добрі справи свого трудового колективу, свого рідного електротехнічного факультету та університету.

*Декан електротехнічного факультету ЗНТУ
канд. техн. наук Метельський В. П.*

I. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 681.513.685

Микеланджело спросили, как ему удается из бесформенной глыбы делать выдающиеся скульптуры. Скульптор ответил: «Беру глыбу и отсекаю все ненужное».

Д-р техн. наук Е. М. Потапенко, канд. техн. наук А. Е. Казурова,
канд. физ.-мат наук А. В. Савранская

Запорожский национальный технический университет

ОБЗОР РАБОТ ПО ДИНАМИКЕ МНОГОМАССОВЫХ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА КАФЕДРЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЗНТУ

Дано сравнение методов управления неопределенными многомассовыми системами. Сделан краткий обзор работ, проведенных на кафедре электропривода ЗНТУ, по динамике многомассовых неопределенных электромеханических систем. Показаны возможности управления указанными системами в условиях сильной параметрической, экзогенной неопределенности и ограниченной информации о векторе состояния системы. Дан перечень публикаций по теории комбинированного робастного управления и применению этого метода для управления различными объектами.

Ключевые слова: высокоточное позиционное управление, многомассовый объект, робастность, двухмассовая упругая система, наблюдатель неопределенности, наблюдатель вектора состояния.

Введение

Постоянное ужесточение требований к количеству и качеству выпускаемой продукции приводит к необходимости увеличения точности и быстродействия управления различными объектами (транспорт, научные исследования, космические аппараты, системы прицеливания стрелкового оружия, в том числе и на подвижном основании). Расширение областей автоматизации приводит к появлению всё более неопределённых (менее детерминированных) многомассовых объектов управления (ОУ). Под неопределенными многомассовыми объектами понимаются составные ОУ, описываемые в общем случае нелинейными уравнениями с неизвестными массово-инерционными характеристиками, с не полностью и не точно известным вектором состояния, подверженные неизвестным внешним и внутренним воздействиям, а также с не точно известным управляющим воздействием.

Целью данной статьи является сравнение методов управления неопределенными многомассовыми системами.

В качестве кандидатов для управления подобными системами могут рассматриваться:

- методы с большими коэффициентами усиления (МБКУ);
- релейные методы управления с переменной структурой (РМПС);
- сглаженные методы с переменной структурой (СМПС);
- метод управления с обратной динамикой (МУОД);
- комбинированные методы управления с наблюдателями неопределенности (КМУН).

МБКУ [1–6], допускающие большой коэффициент усиления разомкнутой системы, обладают повышенной точностью и робастной устойчивостью по отношению к неопределенности параметров и внешним низкочастотным воздействиям, причем точность возрастает с увеличением коэффициента передачи разомкнутой цепи. Однако при больших коэффициентах передачи возможно появление неустойчивости высокочастотной не учитываемой динамики, а также появление ошибок из-за высокочастотных помех. Кроме того, не все СУ допускают неограниченное увеличение коэффициента передачи.

Для повышения робастности и уменьшения управляющих воздействий были предложены РМПС [7–10], работающие в релейном режиме без зоны нечувстви-

тельности (бесконечно большие коэффициенты усиления). Эта особенность, помимо увеличения робастности, обуславливает появление скользких режимов работы (режим противовключения исполнительных органов). Скользящие режимы могут приводить к неустойчивости неучтенной динамики, увеличивают потребление энергии на управление и износ механизмов, уменьшают помехоустойчивость системы. Кроме того, РМПС обладают робастностью только при движении по линии переключения и не являются робастными в процессе достижения линий переключения.

Для уменьшения некоторых недостатков РМПС, но с ухудшением точности, в них релейные звенья с ограничениями (*signum*) меняют на линейные звенья с насыщением (*saturation*), в результате чего получаются СМПС [11, 12]. Эти системы по динамическим характеристикам близки к МБКУ, но развивают ограниченные управляющие воздействия. Для назначения ограничения в звене *saturation* необходимо знать максимальные значения суммарных внешних воздействий. Кроме того, МБКУ является статическим (имеет статическую ошибку в установившемся режиме).

В теории управления можно выделить две основные задачи. Прямой задачей является определение процессов в системе заданной структуры. Обратной задачей является определение структуры и параметров регулятора (закона управления) по заданным процессам на выходе СУ. Этот метод управления выше был назван МУОД [13–15]. Робастность МУОД обычно обеспечивается за счет применения описанных выше методов управления МБКУ, РМПС, СМПС. Следовательно, МУОД обладает теми же достоинствами и недостатками, что и перечисленные методы управления. Кроме того, этот метод требует знания всего вектора состояния.

Основным методом обеспечения инвариантности управления по отношению к внешним воздействиям является комбинированное управление. В 1993 г. для управления описанными выше неопределенными объектами был предложен комбинированный метод управления с оценкой и компенсацией вектора неопределенности [16, 17]. Суть метода отражена в эпиграфе и заключается в следующем. Все неопределенности, нелинейности, нежелательные перекрестные связи, паразитная динамика, внешние воздействия и неизвестные составляющие управляющих воздействий объединяются в один вектор неопределенности. В результате исходная система представляется в виде линейной декомпозированной детерминированной системы с постоянными коэффициентами, на которую действует в виде возмущения неизвестный вектор неопределенности. Детерминированная часть системы рассматривается в качестве измерения вектора неопределенности (аналогично методу обратной динамики). Вектор неопределенности с помощью быстродействующего наблюдателя оценивается вместе с неизвестной час-

тью вектора состояния и компенсируется специальной составляющей комбинированного регулятора. В результате задача синтеза управления исходной неопределенной системой сводится, например, к модальному управлению линейной декомпозированной детерминированной системой с постоянными коэффициентами и с полностью известным вектором состояния. В результате обеспечивается робастность по отношению к перечисленным выше неопределенностям. Более того, система управления оказывается робастной по отношению к ошибкам, допущенным при составлении исходной математической модели. В отличие от систем с переменной структурой, предложенное управление линейное (без скользких режимов) и гораздо более экономичное. При этом показатели качества общей нелинейной нестационарной неопределенной СУ будут охарактеризованы показателями качества, используемыми для линейных систем. Дальнейшие разработки кафедры электропривода в области теории робастного комбинированного управления с наблюдателями неопределенности представлены в работах [16–37]. Применение этой теории к управлению различными объектами дано в работах [38–50].

Выводы

Приведенный обзор робастных методов управления позволяет сделать заключение, что наибольшей робастностью обладают МБКУ, РМПС, СМПС, МУОД, КМУН. Помимо робастности, эти методы превосходят другие методы по точности управления. В отличие от первых четырех методов, КМУН, имея лучшую точность, не требует больших коэффициентов передачи регуляторов, его применение не сопровождается скользкими режимами, он не предъявляет к структуре ОУ ограничительных требований по сохранению устойчивости при бесконечном увеличении коэффициента передачи. С помощью наблюдателя, входящего в КМУН, можно исключить влияние погрешностей датчиков. Поскольку КМУН компенсируют влияние всех неопределенностей, включая внешние воздействия и погрешности датчиков, то данный метод обладает наибольшими возможностями обеспечения высокой точности. Так как в этом регуляторе не используются ни большие коэффициенты передачи, ни релейные звенья, КМУН обеспечивают точное «мягкое» управление с уменьшенной вероятностью возбуждения неучтенной динамики. С учетом сказанного, в дальнейших исследованиях и приложениях рекомендуется ориентироваться на КМУН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мееров М. В. Синтез структур систем автоматического управления высокой точности / М. В. Мееров – М. : Наука, 1967. – 423 с.
2. Мееров М. В. Исследование и оптимизация многосвязных систем управления / М. В. Мееров – М. : Наука, 1986. – 236 с.
3. Многосвязные системы управления / [М. В. Мееров,

- А. В. Ахметзянов, Я. М. Берщанский и др.] ; под ред. М. В. Меерова. – М. : Наука, 1990. – 264 с.
4. Лозинский Л. Д. Синтез одного класса САУ с жесткой структурой, обладающего адаптивными свойствами : 1. Асимптотические свойства корней характеристических уравнений САУ, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициентов усиления / Л. Д. Лозинский, М. В. Мееров // Автоматика и телемеханика. – 1986. – № 9. – С. 22–30.
 5. Лозинский Л. Д. Синтез одного класса САУ с жесткой структурой, обладающего адаптивными свойствами : 2. Методы синтеза структур САУ для односвязных и многосвязных объектов / Л. Д. Лозинский, М. В. Мееров // Автоматика и телемеханика. – 1986. – № 10. – С. 46–55.
 6. Крутько П. Д. Управление исполнительными системами роботов / Крутько П. Д. – М. : Наука, 1991. – 336 с.
 7. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / Уткин В. И. – М. : Наука, 1981. – 368 с.
 8. Уткин В. И. Системы с переменной структурой: состояние, проблемы, перспективы / В. И. Уткин // Автоматика и телемеханика. – 1983. – № 9. – С. 5–25.
 9. Дорф Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. – М. : Лаборатория базовых знаний, 2004. – 834 с.
 10. Oz H. Variable structure control system (VSCS) maneuvering of flexible spacecraft / H. Oz, O. Mostafa // The Journal of the Astronautical Sciences. – 1988. – 36. – № 3. – P. 311–344.
 11. Mostafa O. Chatter elimination in variable structure control maneuvering of flexible spacecraft / O. Mostafa, H. Oz // The Journal of the Astronautical Sciences. – 1989. – 37. – № 4. – P. 529–550.
 12. Yang Z. J. A novel robust nonlinear motion controller with disturbance observer / Z. J. Yang, H. Tsubakihara, S. Kanae, K. Wada, C. Y. Su // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2008. – 16. – № 1. – P. 137–147.
 13. Крутько П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем. Линейные модели / П. Д. Крутько. – М. : Наука, 1987. – 304 с.
 14. Крутько П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем. Нелинейные модели / П. Д. Крутько. – М. : Наука, 1988. – 328 с.
 15. Костенко Ю. Т. Системы управления с динамическими моделями / Ю. Т. Костенко, Л. М. Любчик. – Х. : Основа, 1996. – 212 с.
 16. Потапенко Е. М. Робастное управление роботом / Е. М. Потапенко // Российская АН. Техническая кибернетика. – 1993. – № 3. – С. 183–190.
 17. Potapenko E. M. Robust control of a robot / E. M. Potapenko // Journal of computer and systems sciences international. – 1995. – Vol. 32. – № 2. – P. 86–93.
 18. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателем / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – № 2. – С. 104–108.
 19. Потапенко Е. М. Робастные системы управления с наблюдателями второго порядка / Е. М. Потапенко // Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 2. – С. 100–107.
 20. Potapenko E. M. Robust Combined Control Systems with Observers / E. M. Potapenko // Journal of Automation and Information Sciences. – 1996. – V. 28, № 1 & 2. – P. 16–25.
 21. Potapenko E. M. Simplified Linear-System Restorability and Controllability Criteria and Their Application in Robotics / E. M. Potapenko // Journal of Automation and Information Sciences. – 1996. – Vol. 28, № 5 & 6. – P. 146–151.
 22. Потапенко Е. М. Синтез и сравнительный анализ робастных компенсаторов пониженного порядка / Е. М. Потапенко // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1998. – № 4. – С. 65–74.
 23. Потапенко Е. М. Узагальнення теореми Тихонова для сингулярно збудженої системи / С. М. Потапенко, А. В. Савранська // Вісник Запорізького університету. – 1998. – № 1. – С. 61–65.
 24. Потапенко Е. М. Дослідження робастної стійкості комбінованої системи з нерозширеним спостерігачем / С. М. Потапенко, А. В. Савранська // Вісник Запорізького університету. – 1999. – № 1. – С. 90–93.
 25. Потапенко Е. М. Дослідження робастної стійкості системи зі спостерігачем вектора невизначеності / С. М. Потапенко, А. В. Савранська // Вісник Запорізького університету. – 1999. – № 2. – С. 108–113.
 26. Потапенко Е. М. Робастное управление неопределенной электромеханической системой / Е. М. Потапенко, Е. Е. Казурова // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2006. – № 1. – С. 129–136.
 27. Потапенко Е. М. Высокоточное управление неопределенными объектами. Сравнение методов управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // 36. наук. праць Дніпродзержинського техн. університету (технічні науки). Тематичний вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика». – Дніпродзержинськ : ДДТУ, 2007. – С. 412–414.
 28. Потапенко Е. М. Обобщение результатов исследования робастных комбинированных систем управления с наблюдателями вектора неопределенности / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Механіка та машинобудування. – 2008. – № 1. – С. 223–233.
 29. Потапенко Е. М. Высокоточное управление неопределенными многосвязными объектами. Часть 1. Синтез и анализ алгоритмов управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Кибернетика и вычислительная техника. – 2007. – Вып. 155. – С. 58–71.
 30. Потапенко Е. М. Высокоточное управление неопределенными многосвязными объектами : Ч. 2. Пример. Управление роботом / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2009. – № 1. – С. 132–137.
 31. Потапенко Е. М. Высокоточное позиционное управление неопределенными многомассовыми объектами / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Интеллектуальные системы принятия решений и проблемы вычислительного интеллекта : сб. научн. тр. в 2 т. – Херсон : Херсонский нац. техн. ун-т, 2010. – Т. 2. – С. 138–142.
 32. Потапенко Е. М. Компенсация воздействия нелинейного трения на системы управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2009. – № 2. – С. 134–143.
 33. Потапенко Е. М. Математические модели трения и методы компенсации его влияния на системы управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Вісник НТУ «ХПІ» – Харків : НТУ «ХПІ», 2010. – № 28. – С. 139–140.
 34. Казурова А. Е. Возможные варианты построения высокоточных систем управления упругой неопределен-

- ной электромеханической системой / А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко // Электротехника и электроэнергетика. – 2009. – № 1. – С. 4–14.
35. Казурова А. Е. Высокоточное позиционное управление двухмассовой электромеханической системой / А. Е. Казурова // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук : КДПУ, 2008. – Вип. 4/2008 (51). – Ч. 1. – С. 53–57.
 36. Потапенко Е. М. Высокоточное управление упругой электромеханической системой с нелинейным трением / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2008. – № 1 (21). – С. 118–125.
 37. Казурова А. Е. Высокоточное позиционное управление упругой электромеханической системой с минимальным количеством датчиков / А. Е. Казурова // Вісник НТУ «ХП». – Харків : НТУ «ХП», 2008. – № 30. – С. 213–214.
 38. Потапенко Е. М. Робастное управление маневрирующим упругим космическим аппаратом / Е. М. Потапенко, В. Г. Бичай // Проблемы управления и информатики. – 1998. – № 4. – С. 72–85.
 39. Потапенко Е. М. Синтез и анализ робастной системы управления маневрирующего космического аппарата / Е. М. Потапенко, В. Г. Бичай // Космические исследования. – 1998. – Т. 36. – № 4. – С. 399–406.
 40. Potapenko E. M. Synthesis and Analysis of the Robust System of Control by a Maneuvering Spacecraft / E. M. Potapenko, V. G. Bichai // Cosmic Research. – 1998. – Vol. 36. – № 4. – P. 374–380.
 41. Потапенко Е. Е. Энергосберегающее робастное управление асинхронными приводами / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Механіка та машинобудування. – 1999. – № 1. – С. 106–111.
 42. Бичай В. Г. Управление космическим аппаратом с избыточными исполнительными органами / В. Г. Бичай, Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1999. – № 4. – С. 129–142.
 43. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 6. – К. : ІЕ НАНУ. – 2000. – С. 34–37.
 44. Потапенко Е. М. Синтез робастных комбинированных регуляторов токовых контуров при векторном управлении двигателями переменного тока / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 6. – С. 45–54.
 45. Potapenko E. M. Synthesis of Robust Combined Regulators of Current Circuits under Vector Control of Alternating-Current Motors / E. M. Potapenko, E. E. Potapenko // Journal of Automation and Information Sciences. – 2006. – Vol. 38. – Issue 11. – P. 45–55.
 46. Потапенко Е. М. Высокоточное управление неопределенным упругим роботом. Ч. 1. Синтез и анализ алгоритмов управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Складні системи і процеси. – 2009. – № 1 (15). – С. 39–48.
 47. Потапенко Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Запорожье : ЗНТУ. – 2009. – 352 с.
 48. Казурова А. Е. Робастная система управления наведением и стабилизацией вооружения бронированной машины / А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко // Электротехника и электроэнергетика (в данном номере журнала).
 49. Деев С. Г. Оптимальное робастное управление космическим аппаратом с избыточным количеством электродвигателей-маховиков / С. Г. Деев, Е. М. Потапенко // Электротехника и электроэнергетика (в данном номере журнала).
 50. Электропривод поворота антенны радиолокационной станции / [Е. В. Душинова, Е. М. Потапенко, С. Г. Деев и др.] // Электротехника и электроэнергетика (в данном номере журнала).

Надійшла до редакції 10.03.2011

Потапенко Є.М., Казурова А.Є., Савранська А.В. Огляд робіт з динаміки багатомасових невизначених електромеханічних систем, виконаних на кафедрі електропривода ЗНТУ

Наведено порівняння методів керування невизначеними багатомасовими системами. Зроблено короткий огляд робіт, проведених на кафедрі електропривода ЗНТУ, з динаміки багатомасових невизначених електромеханічних систем. Показано можливості керування зазначеними системами в умовах значної параметричної, екзогенної невизначеності й обмеженої інформації про вектор стану системи. Надано перелік публікацій з теорії комбінованого робастного керування та застосування цього методу для керування різними об'єктами.

Ключові слова: високоточне позиційне керування, багатомасовий об'єкт, робастність, двомасова пружна система, спостережник невизначеності, спостережник вектора стану.

Potapenko E., Kazurova A., Savranskaya A. Review of works on dynamics of multimass uncertain electromechanical systems carried out in ZNTU electric drive department

The authors compare the methods of uncertain multimass systems control. A brief review of works on dynamics of multimass uncertain electromechanical systems carried out in ZNTU electric drive department is presented. The possibilities of these systems control in conditions of parametrical, exogenous uncertainty and limited information on the system state vector are shown. The list of publications on combined robust control theory and application of this method for various objects control is given.

Key words: high-precision position control, multimass object, robustness, two-mass elastic system, uncertainty observer, state vector observer.

*«Отряд не заметил потери бойца
И «Яблочко»-песню допел до конца»
М. Светлов*

С. Г. Деев, д-р техн. наук Е. М. Потапенко

Запорожский национальный технический университет

ОПТИМАЛЬНОЕ РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ С ИЗБЫТОЧНЫМ КОЛИЧЕСТВОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ-МАХОВИКОВ

Синтезированы алгоритмы распределения управляющих моментов между четырьмя электродвигателями-маховиками (ЭДМ), минимизирующие потребляемую мощность в штатном режиме. Получены энергетические характеристики систем ЭДМ. Разработанные алгоритмы проверены компьютерным моделированием, подтвердившим их работоспособность при выходе из строя одного (любого) ЭДМ, неизвестных изменениях характеристик остальных ЭДМ и воздействии на КА неизвестных внешних и параметрических возмущений.

Ключевые слова: космический аппарат, управление, оптимальность, робастность, избыточные исполнительные органы.

Введение

В настоящее время для систем ориентации космического аппарата (КА) относительно трех ортогональных осей требуется, как минимум, три исполнительных органа. Для разворотов КА обычно используются электромеханические исполнительные органы (ЭМИО) (электродвигатели-маховики – ЭДМ, или силовые гироскопы – гиродины) и астродатчики в качестве измерителей. Для повышения надежности устанавливаются не три, а четыре ЭМИО, осуществляющие вращение КА относительно трех ортогональных осей. При выходе из строя любого ЭДМ система должна автоматически перестраиваться и сохранять работоспособность.

Выбор типа электродвигателя, используемого в системе ориентирования КА, определяется специфическими требованиями, обусловленными невозможностью ремонта и обслуживания оборудования КА в полете, необходимостью обеспечения высокой надежности, жесткими требованиями по энергопотреблению в различных режимах работы, связанных с ограниченностью энергоресурсов КА, требованиями минимизации массогабаритных показателей, характерными для всего оборудования КА. Выбор типа электродвигателя также определяется возможностью использования для его регулирования надежных и экономичных преобразователей. Наиболее часто рассматриваемым типом электродвигателя в системах ориентации КА является двигатель постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ). Основные аргументы в пользу его применения – хорошие регулировочные характерис-

тики, относительно простые преобразователи для регулирования двигателя. В то же время, известно, что ДПТ имеет значительные недостатки: повышенные массогабаритные показатели, низкий КПД, повышенное энергопотребление, относительно низкую надежность, связанную с наличием щеточно-коллекторного узла.

Заменой ДПТ в системах ориентации КА могут быть двигатели переменного тока, в первую очередь асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (АД) и синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (СД). Преимущество этих двигателей перед ДПТ состоит в значительно более высоком КПД, улучшенных массогабаритных показателях и значительно более высокой надежности, связанной с отсутствием щеточного узла. В настоящее время разработаны преобразователи, позволяющие обеспечить высокие регулировочные характеристика электропривода на основе АД и СД.

Сравнивая между собой АД и СД с точки зрения рациональности их применения в системах ориентации космических аппаратов, нужно отметить, что СД имеет определенные преимущества. СД имеет более высокий КПД как в номинальном, так и в отличных от него режимах работы, что особенно характерно для двигателей относительно небольшой мощности, как правило, используемых в системах ориентации. СД также имеет лучшие массогабаритные показатели, а надежностью не уступает, а зачастую и превосходит АД. Преимущества СД перед АД особенно проявляются в многодвигательных приводах, примером кото-

рых является четырехдвигательный привод КА. Несколько более высокая стоимость СД при их использовании в системах ориентации космических аппаратов не может быть решающим фактором.

На рис. 1 изображен КА EgyptSat-1 на орбите, управляемый четырьмя ЭДМ.

Проблемы управления КА с помощью избыточного количества ЭДМ исследуются в работах [1–5] (см. также библиографию в [1, 2]). Работы [1–3, 5] направлены на исследование систем в штатном режиме работы (при всех исправных ЭДМ). В то же время, обнаружение неисправностей и их парирование представляет собой сложную задачу [6]. В работах [1–5] не проведена минимизация по электропотреблению блока ЭДМ в штатном режиме. В статье [4] рассмотрена работа системы ЭДМ, состоящая из четырех двигателей, как в штатном режиме, так и при выходе из строя одного ЭДМ. Синтезированы специальные алгоритмы определения вышедшего из строя ЭДМ. Дана ошибочная рекомендация: для экономии электропотребления при исправности всех четырех ЭДМ надо отключать один из них.

Цель данной работы заключается в следующем:

- оптимизация электропотребления в штатном режиме блока ЭДМ, состоящего из четырех СД, установленных по схеме фирмы General Electronic;
- исследование электропотребления в аварийных ситуациях при выходе из строя одного ЭДМ;
- показать, что синтезированные оптимальные алгоритмы управления в штатном режиме без перестройки обеспечивают качественное управление космическим аппаратом при частичной неисправности или полном выходе из строя одного (любого) из ЭДМ.



Рис. 1. Спутник EgyptSat-1

Ниже исследуется управление КА с помощью блока четырех ЭДМ, расположенных по схеме фирмы General Electric (рис. 2).

1 Основные кинематические соотношения

Раздел 1 следует работам [3, 4]. На рис.2 представлена симметричная четырехдвигательная схема исполнительных органов фирмы General Electric [3]. Векторы моментов M_1, \dots, M_4 проходят через вершины куба, грани которого параллельны осям связанной с КА системы координат (ССК) $Oxyz$. Все маховики формиру-

ют вектор управляющего момента с проекциями на оси ССК M_x, M_y, M_z . Алгоритм управления должен быть таким, чтобы при выходе из строя любого ЭДМ оставшиеся три маховика автоматически обеспечивали качественное управление относительно всех осей ССК. Одно из решений указанной задачи дано в [3]. Ниже приводится другой метод синтеза управления, дающий более общий результат [4].

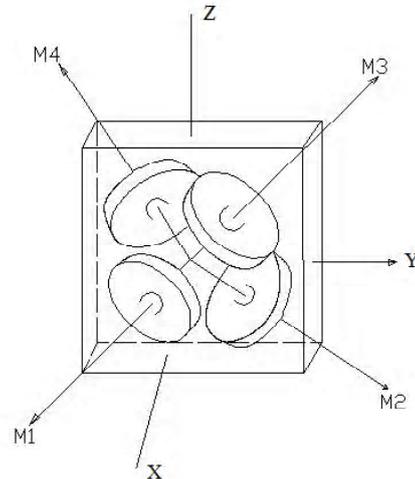


Рис. 2. Схема взаимного размещения ЭДМ фирмы General Electric и связанной системы координат $Oxyz$

Для данной схемы ЭДМ имеет место равенство [3, 4]

$$\begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \\ M_4 \end{bmatrix} = A_{3 \times 4} \cdot \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \\ M_4 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где M_1, \dots, M_4 – моменты, создаваемые каждым из четырех ЭДМ.

Из равенства (1) их невозможно определить однозначно. Для однозначного нахождения $M_j, j = 1, 2, 3, 4$ предложены четыре алгоритма обращения, использующие: 1) псевдообращение по Муру-Пенроузу матрицы 3×4 в (1); 2) вычисление среднearифметических моментов маховиков в случае поочередного выхода из строя каждого ЭДМ [3]; 3) дополнение системы (1) аналитическим уравнением линейной комбинации моментов M_j ; 4) привлечение информации о наибольшем значении располагаемого момента относительно заданного направления [8]. В статье использован третий прием. Система (1) дополняется уравнением

$$M_s = (a_{41}M_1 + a_{42}M_2 + a_{43}M_3 + a_{44}M_4)1/\sqrt{3}, \quad (2)$$

где a_{4j} – константы.

Систему (1), (2) можно представить в виде

$$\begin{bmatrix} M_x & M_y & M_z & M_s \end{bmatrix}^T = A \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & M_4 \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

где

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{43} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Определитель матрицы A

$$\Delta = 4\Sigma, \Sigma := a_{41} + a_{42} + a_{43} + a_{44}. \quad (5)$$

Если $\Sigma \neq 0$, что всегда можно обеспечить, то

$$A^{-1} = \frac{\sqrt{3}}{2\Sigma} \begin{bmatrix} (a_{42} + a_{44}) & -(a_{42} + a_{43}) & -(a_{43} + a_{44}) & 2 \\ -(a_{41} + a_{43}) & (a_{41} + a_{44}) & -(a_{43} + a_{44}) & 2 \\ (a_{42} + a_{44}) & (a_{41} + a_{44}) & (a_{41} + a_{42}) & 2 \\ -(a_{41} + a_{43}) & -(a_{42} + a_{43}) & (a_{41} + a_{42}) & 2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$M_e = [M_1 \ M_2 \ M_3 \ M_4]^T = A^{-1} [M_x \ M_y \ M_z \ M_s]^T. \quad (7)$$

Пусть желаемые значения управляющих моментов – M_x^d, M_y^d, M_z^d . Тогда подстановка (7) в (3) дает

$$M_x = M_x^d, M_y = M_y^d, M_z = M_z^d, M_s = M_s^d, \quad (8)$$

т. е. истинные значения управляющих моментов совпадают с желаемыми.

2 Оптимизация системы по энергопотреблению

В том случае, когда ЭДМ идентичны и каналы управления КА равноценны, в (2) естественно положить $a_{4i} = 1$. Тогда матрицы (4), (6) принимают вид

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad A^{-1} = \frac{\sqrt{3}}{4} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

В соответствии с [10] $M_e = C i$ Ю $i = C^{-1} M_e$, где i – вектор токов в электродвигателях, C – диагональная матрица коэффициентов. Мощность, теряемая на нагрев в статорных цепях электродвигателей, определяется зависимостью $N_w = i^T R i$, где R – диагональная матрица сопротивлений статорных цепей ЭДМ.

Тогда $N_w = i^T R i = M_e^T C^{-1} R C^{-1} M_e$. В случае идентичности всех ЭДМ $R = R_s E$, $C = C_s E$, $E = \text{diag}(1, 1, 1)$, R_s, C_s – скаляры и

$$N_w = R_s C_s^{-2} M_e^T M_e. \quad (10)$$

Подстановка M_e из (7) и A^{-1} из (9) в (10) дает

$$N_w = 0,75 R_s C_s^{-2} (M_x^2 + M_y^2 + M_z^2 + M_s^2). \quad (11)$$

При одних и тех же значениях M_x, M_y, M_z мощность, теряемая на нагрев двигателей, минимизируется при $M_s = 0$.

Таким образом, мощность, теряемая на нагрев, в оптимальном случае в соответствии с обозначением (1) определяется выражением

$$N_w = 0,75 R_s C_s^{-2} M^T M = 0,75 R_s C_s^{-2} |M|^2 \quad (12)$$

и не зависит от направления вектора M в ССК. Интересно отметить то, что если бы тот же самый управляющий момент создавался одним ЭДМ, потери на нагрев определялись бы выражением $N_w = R_s C_s^{-2} |M|^2$, что на 33 % больше, чем потери в четырех ЭДМ заданного взаимного расположения.

Нетрудно убедиться с помощью (2) в том, что поскольку в оптимальном случае $M_s = 0$, то полученный результат будет справедлив при любых значениях a в соотношениях $a_{4i} = a$. В схеме максимально возможный управляющий момент равен $4M/\sqrt{3} \approx 2,3M$. Такой момент можно развить только параллельно осям $0x, 0y, 0z$ ССК.

3 Энергетические характеристики

Уравнения движения КА с системой ЭДМ имеют вид [8, 9]

$$J \dot{\omega} + A_{3 \times 4} J_s \left(\dot{\Omega} + A_{3 \times 4}^T \dot{\omega} \right) = 0, \quad (13)$$

$$J_s \left(\dot{\Omega} + A_{3 \times 4}^T \dot{\omega} \right) = M_e, \quad (14)$$

где J – матрица моментов инерции корпуса КА без учета осевых моментов инерции ЭДМ, ω – вектор абсолютной угловой скорости КА, Ω – вектор угловых скоростей маховиков относительно корпуса КА.

Пусть все ЭДМ идентичны и имеют моменты инерции роторов J_s . Тогда умножение слева уравнения (13), (14) на Ω^T и сложение полученных уравнений с учетом (1) дают выражения механической мощности систем N_m :

$$N_m = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} \omega^T \left(J + \frac{4}{3} J_s D_i \right) \omega + \frac{1}{2} J_s \Omega^T \Omega + J_s \omega^T A_{3 \times 4} \Omega \right] = \Omega^T M_e \quad i = 1, 2, \quad (15)$$

$$D_1 = E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} 1 & d & d \\ d & 1 & d \\ d & d & 1 \end{bmatrix}, \quad d = \frac{1}{3}. \quad (16)$$

Интегрирование уравнения (13) при нулевых начальных условиях позволяет записать

$$\omega = -J_s \left(J + \frac{4}{3} J_s D_i \right)^{-1} A_{3 \times 4} \Omega. \quad (17)$$

Для КА характерными являются следующие соотношения моментов инерции собственно КА и роторов ЭДМ: $J_{kk} = (10^3 - 10^5) J_s$. Тогда на основании (14), (15)–(17) можно полагать

$$J_s \dot{\Omega} = M_e, \quad (18)$$

$$N_m := \frac{d}{dt} \frac{1}{2} J_s \Omega^T \Omega = \Omega^T M_e. \quad (19)$$

Вектор напряжений u , подводимых к электродвигателям, определяется уравнением [10]:

$$u = Ri + e, \quad u, I, e \in R^4, \quad R \in R^{4 \times 4}, \quad (20)$$

где i , e – векторы токов и противоЭДС двигателей, R – матрица сопротивлений статорных цепей ЭДМ.

Мощность, забираемая всей ЭМИО из бортовой сети КА,

$$N_\Sigma = i^T U = i^T Ri + i^T e. \quad (21)$$

Известно [10], что

$$e = C\Omega, \quad M_e = Ci, \quad C \in R^{4 \times 4}, \quad (22)$$

где C – диагональная матрица постоянных коэффициентов. Тогда уравнение (21) с учетом (22) преобразуется следующим образом:

$$N_\Sigma = i^T Ri + i^T C\Omega = i^T Ri + \Omega^T Ci = i^T Ri + \Omega^T M_e. \quad (23)$$

Второе слагаемое в (13) в соответствии с (19) равно механической мощности системы, представляющей собой полезную мощность, а слагаемое $i^T Ri$ представляет собой мощность потерь в электродвигателях. Из (21)–(23) следует:

$$i^T Ri = u^T i - \Omega^T M_e = u^T C^{-1} M_e - \Omega^T M_e. \quad (24)$$

Пусть разгон системы происходит при постоянном векторе напряжений $u = u_0$. Тогда [10]

$$\Omega_0^T = U_0^T C^{-1}, \quad (25)$$

где Ω_0 – вектор скоростей идеального холостого хода ЭДМ, и выражение (24) принимает вид

$$i^T Ri = \left(\Omega_0^T - \Omega^T \right) M_e. \quad (26)$$

$$A_w = \int_0^t i^T Ri dt = \int_0^t \left(\Omega_0^T - \Omega^T \right) J_s \dot{\Omega} dt = \left(\Omega_0^T - \frac{1}{2} \Omega^T \right) J_s \Omega \Big|_0^{\Omega_0}. \quad (27)$$

Пусть вектор начальных угловых скоростей $\Omega(0) = 0$.

Тогда из (27)

$$A_w = 0,5 \Omega_0^T J_s \Omega_0. \quad (28)$$

Интегрирование уравнений (19) дает механическую энергию, затрачиваемую на разгон механической системы:

$$A_m = \int_0^t N_m dt = \int_0^t \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \Omega^T J_s \Omega \right) = \frac{1}{2} \Omega^T J_s \Omega \Big|_0^{\Omega_0} = \frac{1}{2} \Omega_0^T J_s \Omega_0. \quad (29)$$

Сравнение выражений (28) и (29) позволяет заключить, что потери энергии в статорных цепях равны запасу кинетической энергии, которую приобретают маховики, достигая установившейся скорости. Общие затраты энергии

$$A_\Sigma = A_m + A_w = \Omega_0^T J_s \Omega_0 = J_s \Omega_0^T \Omega_0. \quad (30)$$

Выразим полную энергию A_Σ через угловую скорость КА. В соответствии с (13), (14) с достаточной степенью точности можно записать

$$J_0 \dot{\omega} = -A_{3 \times 4} J_s \dot{\Omega}, \quad (31)$$

где J_0 – момент инерции КА с эллипсоидом инерции в виде шара.

На основании аналогии (31) с (1), по аналогии с (7), при $M_s = 0$ $\dot{\Omega} = -J_0 J_s A^{-1} \cdot [\dot{\omega}^T 0]^T$, где A^{-1} дана в (6), (9). Тогда при нулевых начальных условиях

$$\Omega_p = -J_0 J_s^{-1} A^{-1} [\omega_0^T 0]^T, \quad (32)$$

где ω_0 – вектор заданной угловой скорости. Подстановка (32) в (30) дает

$$A_\Sigma = J_0^2 J_s^{-1} [\omega_0^T 0]^T \left[A^{-1} \right]^T A^{-1} [\omega_0^T 0]^T. \quad (33)$$

Для конкретности рассмотрим ЭДМ и КА, вращающийся вокруг оси M_4 со скоростью ω_p (рис. 2). В этом случае $\omega_0^T = a \cdot \omega_p (111)^T$, где $a = (\sqrt{3})^{-1}$. Подстановка выражений ω_0 и матрицы A^{-1} из (9) при $a = a_4$ дает

$$A_\Sigma = 0,5 J_0^2 J_s^{-1} \omega_p^2. \quad (34)$$

Полезной является энергия, приобретенная собственно космическим аппаратом, а именно,

$$A_{sc} = 0,5 \omega_0^T J \omega_0 = 0,5 J \omega_p^2. \quad (35)$$

Коэффициент полезного действия (к.п.д.) системы управления можно определить выражением $\eta = A_{sc} / A_\Sigma$. С учетом (34), (35)

$$\eta = J_s / J_0 = 10^{-3} \div 10^{-5}. \quad (36)$$

Таким образом, на разгон КА затрачивается мизерная доля общих энергетических затрат. Основная часть энергии идет на раскрутку маховиков и нагрев электродвигателей.

Следует отметить, что при развороте КА с помощью одного ЭДМ к.п.д. равнялся бы $0,5J_s/J_0$ (в два раза меньше, чем к.п.д. системы из четырех ЭДМ).

4 Идентификация параметров ЭДМ и компенсация их неидеальностей

В [9] синтезированы алгоритмы управления, делающие систему управления робастной по отношению к ряду неопределенностей. Можно предположить, что эти алгоритмы обеспечат системе робастность также и по отношению к неисправностям ЭДМ без идентификации неисправного исполнительного органа. В этом случае система управления была бы готова в любой момент немедленно парировать неисправность без нарушения процесса управления.

Рассмотрим уравнения движения КА вокруг оси x . Уравнение имеет вид

$$J \ddot{\vartheta} = M_x + M_n, \quad (37)$$

где J – момент инерции КА по координате x , M_x – управляющий момент, ϑ – угол отклонения КА в базовой системе координат.

Рассмотрим M_x и J как сумму номинальных значений и некоторых отклонений от них:

$$J = J_0 + J_\delta, \quad M_x = M_{x0} + M_{x\delta}. \quad (38)$$

В этом случае можно записать:

$$J_0 \ddot{\vartheta} = M_{x0} + f, \quad (39)$$

где f – суммарная неопределенность в системе:

$$f = M_n + M_{x\delta} - I_\delta \ddot{\vartheta}. \quad (40)$$

Из уравнения (39) можно получить оценку неопределенности (ее измерение):

$$y_f = f = I_0 \ddot{\vartheta} - M_{x0}. \quad (41)$$

При достаточной гладкости f в масштабах времени быстрого действия наблюдателя можно положить

$$\dot{f} = 0. \quad (42)$$

Для системы (41), (42) с учетом подстановки y_f из выражения (41) построим наблюдатель

$$\dot{\hat{f}} = L(\hat{f} - y_f). \quad (43)$$

Или

$$\dot{\hat{f}} = L[\hat{f} - (I_0 \ddot{\vartheta} - M_{x0})]. \quad (44)$$

Примем обозначение

$$z = \hat{f} - LJ_0 \ddot{\vartheta} \quad (45)$$

откуда

$$\dot{\hat{f}} = z - LJ_0 \ddot{\vartheta}. \quad (46)$$

Тогда уравнение (44) примет вид

$$\dot{z} = L(\hat{f} + M_{x0}). \quad (47)$$

Управляющий момент зададим в

$$M_{x0} = k_1 \dot{\vartheta} + k_2(\vartheta - \vartheta_p) - \hat{f}, \quad (48)$$

где k_1, k_2 – коэффициенты управления, ϑ_p – программное движение КА.

Подстановка (48) в (39) дает уравнение

$$J_0 \ddot{\vartheta} = k_1 \dot{\vartheta} + k_2(\vartheta - \vartheta_p) - \hat{f} + f. \quad (49)$$

При достаточно точной оценке \hat{f} неопределенности f из (43) следует:

$$J_0 \ddot{\vartheta} = k_1 \dot{\vartheta} + k_2(\vartheta - \vartheta_p). \quad (50)$$

Уравнение (50) представляет собой уравнение идеализированного управляемого движения КА.

Таким образом, оценка и компенсация неопределенности f производится вне зависимости от того, какими причинами было вызвано ее появление.

5 Исследование робастности системы

В разделе 4 разработан алгоритм компенсации неопределенности f вне зависимости от того, чем эта неопределенность вызвана. Выход одного из двигателей из строя система также будет рассматривать как возникновение неопределенности f и компенсировать ее.

Для иллюстрации возможности компенсации влияния выхода из строя одного из двигателей проведем компьютерное моделирование.

Движение КА с компенсацией неопределенности описывается уравнением (49), оценка неопределенности производится наблюдателем (44). Блок ЭДМ моделируется уравнениями (1) и (7).

Для системы регулирования положения КА и наблюдателя неопределенности выбирается биномиальное распределение корней.

Значение ω_0 для наблюдателя принято $\omega_0 = 100$, для системы регулирования $\omega_0 = 0,5$.

Соответственно, значения моментов инерции относительно соответствующих осей принимаются следующими:

$$J_{x0} = 2\text{кг} \cdot \text{м}^2, J_{y0} = 2\text{кг} \cdot \text{м}^2, J_{z0} = 1,6\text{кг} \cdot \text{м}^2.$$

Значения коэффициентов наблюдателя и системы управления $k_1 = -2, k_2 = -0,5, l = -0,01$.

Движение относительно осей x, y, z связанной системы координат принимается в виде $\vartheta_p = \sin \omega t$ со сдвигом по фазе между осями на 120° , время моделирования 30 с. Выключение одного из двигателей блока ЭДМ (поломка) происходит на 15-й секунде. Полученные результаты приведены на рис. 3–6. На рисунке 3 показаны графики моментов двигателей системы ориентации. Как видно из рисунка, после отключения двигателя 4 на 15-й секунде оставшиеся 3 двигателя компенсируют снижение управляющего момента по осям вращения КА. При этом видно, что составляющая момента по фиктивной оси M_s после отключения двигателя становится ненулевой, что свидетельствует об увеличении потерь мощности, а моменты по другим осям остаются неизменными, несмотря на выход из строя одного из двигателей (рис. 4).

На скорость вращения КА и углы его поворота относительно связанной системы координат выход из строя одного ЭДМ не оказывает влияния.

Анализ рисунков показывает, что разработанный алгоритм автоматически обеспечивает работоспособность КА при выходе из строя одного (любого) из двигателей.

Таким образом, предложенный алгоритм работы делает систему управления робастной по отношению к выходу из строя любого из ЭДМ. Компенсация осуществляется не с помощью какого-либо специального алгоритма, а с помощью штатного алгоритма управления КА. Определить вышедший из строя ЭДМ можно путем анализа токов двигателей.

В процессе быстрых разворотов КА управляющие и кинетические моменты маховиков могут достигать предельно допустимых значений, вследствие чего эти параметры ограничиваются. Выход на ограничение по управляющему или кинетическому моменту одного из ЭДМ система воспринимает как возмущение и, вследствие свойств робастности, автоматически компенсирует неидеальность насыщенного ЭДМ за счет пере-

распределения нагрузки ненасыщенных ЭДМ. Это видно из продемонстрированной выше робастности системы по отношению к выходу из строя одного из ЭДМ. Компенсация возмущения будет осуществляться до тех пор, пока два ЭДМ одновременно не войдут в насыщение. В этом случае система автоматически включит двигатели (реактивные двигатели или электромагниты) разгрузки.

По затратам энергии непосредственно на создание управляющего момента схемы с четырьмя ЭДМ экономичнее существующей классической схемы с тремя ортогональными ЭДМ.

Результаты статьи во многих случаях могут быть распространены на системы с силовыми гироскопами при условии использования разработанного робастного алгоритма управления.

Выводы

1. Синтезированы алгоритмы распределения управляющих моментов между четырьмя ЭДМ, минимизирующие потребляемую мощность. Получены энергетические характеристики систем ЭДМ.

2. Разработанные оптимальные алгоритмы управления космическим аппаратом в целях их упрощения не содержат синхронизацию работы четырех ЭДМ по их токам и скоростям. Несмотря на это, как видно из выражения (40) и результатов моделирования, система управления КА практически сохраняет заданные динамические характеристики при полном выходе из строя одного (любого без его распознавания) ЭДМ и одновременно при неизвестных изменениях (в определенных пределах) характеристик остальных ЭДМ при воздействии на КА неизвестных параметрических и внешних возмущений.

3. Показано, что затраты энергии на маневр КА с помощью блока четырех синхронных двигателей меньше, чем затраты энергии на этот же маневр с помощью одного двигателя.

Представляет научный и практический интерес разработка алгоритмов разгрузки ЭДМ при использовании синтезированных алгоритмов.

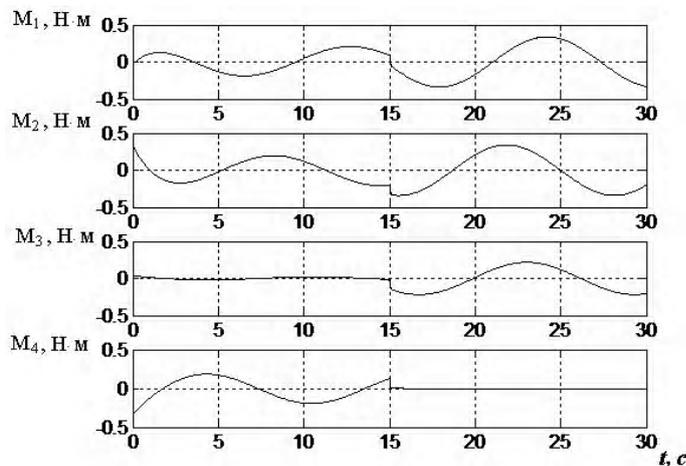


Рис. 3. Моменты двигателей блока ЭДМ

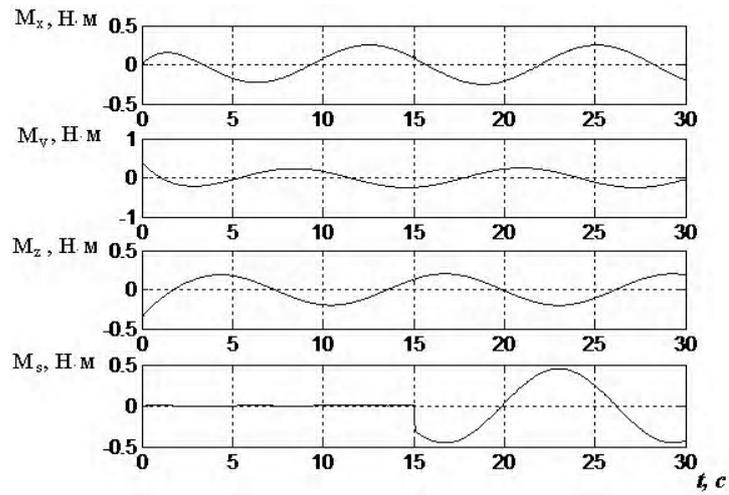


Рис. 4. Моменты по осям x, y, z

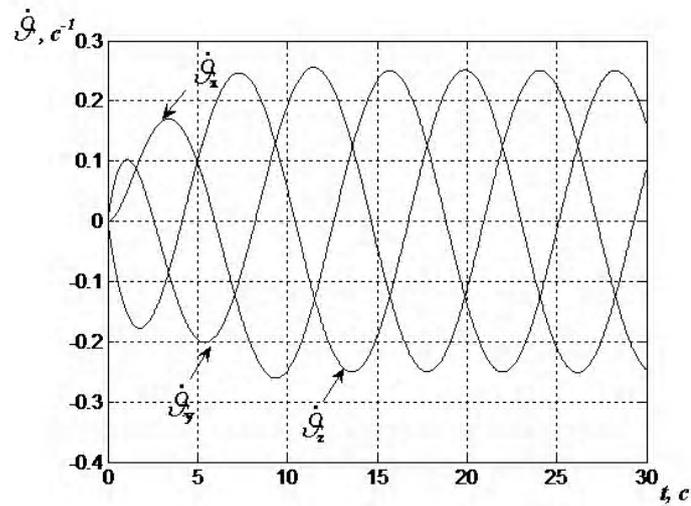


Рис. 5. Графики скоростей поворота по осям x, y, z

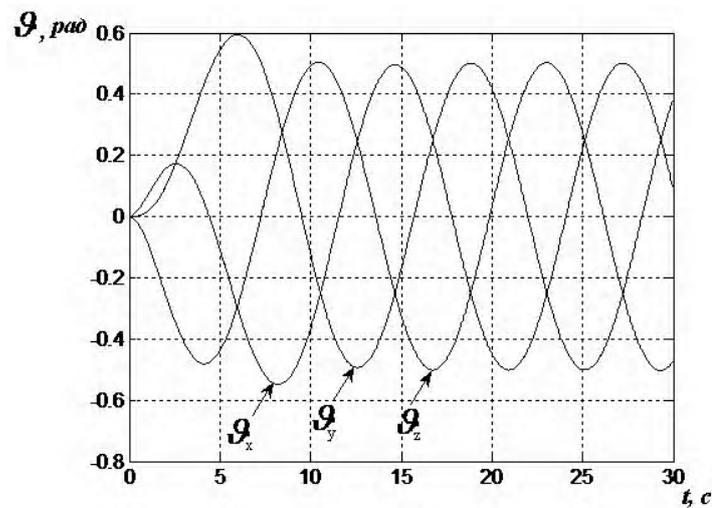


Рис. 6. Угловые отклонения КА по осям x, y, z от базовой системы координат

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Vadali S. R. Optimal open loop and stable feedback control of rigid spacecraft attitude maneuvers / S. R. Vadali, J. L. Junkins // J. Astronautical Sciences. – 1984. – Vol. 32. – N 1. – P. 105–122.
2. Carrington C. K. Optimal nonlinear feedback control for spacecraft attitude maneuvers / C. K. Carrington, J. L. Junkins // J. Guidance, Control, and Dynamics. – 1986. – Vol. 9. – N 1. – P. 99–107.
3. Dodds S. J. Sliding-mode control system for the three-axis attitude control of rigid-body spacecraft with unknown dynamics parameters / S. J. Dodds, A. B. Waller // Int. J. Control. – 1991. – Vol. 54. – N 4. – P. 737–761.
4. Бичай В. Г. Управление космическим аппаратом с избыточными исполнительными органами. / В. Г. Бичай, Е. М. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 1999. – № 4. – С. 129–142.
5. Лебедев Д. В. Навигация и управление ориентацией малых космических аппаратов / Д. В. Лебедев, А. Н. Ткаченко. – К. : Наукова думка, 2006. – 298 с.
6. Земляков С. Д. Реконфигурация систем управления летательными аппаратами при отказах (Обзор) / С. Д. Земляков, В. Ю. Рутковский, А. В. Силаев // Автоматика и телемеханика. – 1996. – № 1. – С. 3–20.
7. Потапенко Е. М. Синтез и анализ робастной системы управления маневрирующего космического аппарата. / Е. М. Потапенко, В. Г. Бичай // Космические исследования. – 1998. – Т. 36. – № 4. – С. 399–406.
8. Лебедев Д. В. Системы инерциального управления. Алгоритмические аспекты / Д. В. Лебедев, А. И. Ткаченко. – К. : Наук. думка, 1991. – 208 с.
9. Потапенко Е. М. Робастное управление маневрирующим упругим космическим аппаратом / Е. М. Потапенко, В. Г. Бичай // Проблемы управления и информатики. – 1998. – № 4. – С. 72–85.
10. Ключев В. И. Теория электропривода. Учебник для вузов / В. И. Ключев – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

Надійшла до редакції 11.03.2011

Деєв С.Г., Потапенко Є.М. Оптимальне робастне керування космічним апаратом з надмірною кількістю електродвигунів-маховиків

Синтезовано алгоритми розподілу керуючих моментів між чотирма ЕДМ, що мінімізують споживану потужність в штатному режимі. Отримано енергетичні характеристики систем ЕДМ. Розроблені алгоритми перевірено комп'ютерним моделюванням, що підтвердило їх працездатність при виході з ладу одного (будь-якого) ЕДМ, невідомих змінах характеристик інших ЕДМ та впливі на КА невідомих зовнішніх і параметричних збурень.

Ключові слова: космічний апарат, керування, оптимальність, робастність, надлишкові виконавчі органи.

Deev S., Potapenko E. Optimal robust control of spacecraft with redundant electric motors-flywheels

The authors have synthesized the algorithms of control moments distribution between four electrical motors-flywheels (EMF), which minimize power consumption in the normal mode. Power characteristics of EMF systems have been obtained. The developed algorithms were verified by computer modeling which confirmed their efficiency in case of one (any) EMF failure, unknown changes of other EMF characteristics and influence of unknown external and parametric disturbances on the SC.

Key words: spacecraft, control, optimality, robustness, redundant executive units.

УДК 681.513.685

Канд. техн. наук А. Е. Казурова, д-р техн. наук Е. М. Потапенко

Запорожский национальный технический университет

РОБАСТНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НАВЕДЕНИЕМ И СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВООРУЖЕНИЯ БРОНИРОВАННОЙ МАШИНЫ

Рассматривался метод комбинированного управления с оценкой вектора неопределенности и вектора состояния. Разработанные теоретические положения применены для системы стабилизации и наведения вооружения бронированной машины.

Ключевые слова: высокоточное позиционное управление, многомассовый объект, робастность, двухмассовая упругая система, наблюдатель неопределенности, наблюдатель вектора состояния, нелинейное трение, система стабилизации и наведения вооружения.

Введение

Постоянное ужесточение требований к количеству и качеству выпускаемой продукции приводит к необходимости увеличения точности и быстродействия управления различными объектами (транспорт, научные исследования, космические аппараты (КА), системы прицеливания стрелкового оружия, в том числе и на подвижном основании). Расширение областей автоматизации приводит к появлению все более неопределенных (менее детерминированных) многомассовых объектов управления (ОУ). Под неопределенными многомассовыми объектами понимаются составные ОУ с неизвестными массово-инерционными характеристиками, с не полностью и не точно известным вектором состояния, подверженные неизвестным внешним и внутренним воздействиям, а также с не точно известным управляющим воздействием.

Одним из самых сложных ОУ является многозвонный (многомассовый) робот. Структуры многих ОУ являются частными случаями структуры робота. Анализ показал, что наибольшими возможностями обеспечения высокой точности управления в условиях нелинейности и неопределенности, в том числе и при наличии нелинейного трения любого типа, обладает комбинированный метод управления с наблюдателями вектора неопределенности [1, 2]. Причем данный метод управления не требует точного знания математической модели трения. При всем разнообразии технологических, транспортных систем, КА, систем вооружения в них можно выделить однотипные блоки. Одним из самых распространенных блоков является двухмассовая упругая подсистема. Эта подсистема состоит из электродвигателя (первая масса), управляющего через упругую трансмиссию поворотом рабочего органа (второй массой). В обрабатывающих станках описанный блок входит в системы управления шпинделем и подачей инструментов, в роботах это подсистема поворота звена робота относительно станины или звена, к которому прикреплено рассматриваемое звено. Радиолокаторы и системы прицеливания стрелкового оружия также содержат указанную двухмассовую подсистему. Работа данных подсистем во многих случаях осложнена наличием нелинейного трения и упругостью. В зависимости от назначения всей системы, упомянутая двухмассовая подсистема осуществляет управление скоростью или перемещением рабочего органа. В этих случаях влияние нелинейного трения проявляется по-разному (управление перемещением гораздо сложнее, чем управление скоростью). В работах [4, 5] представлен обзор математических моделей трения и известных методов компенсации его влияния на системы управления.

Цель работы – применение общей теории комбинированного робастного управления [3, 6] для стабилизации и наведения вооружения бронированной машины.

Постановка задачи

Запишем уравнения движения многомассового упругого объекта, в частности, робота. Наиболее удачной представляется следующая форма уравнений движения робота, полученная в работе [7]:

$$M(x_1)\ddot{x}_1 + R(x_1, \dot{x}_1)\dot{x}_1 + C(x_1 - N^{-1}x_2) = g_1(x_1, \dot{x}_1, t), \quad (1)$$

$$M_m\ddot{x}_2 + N^{-1}C(N^{-1}x_2 - x_1) = C_m i + g_2(\dot{x}_2), \quad (2)$$

где $x_1 \in R^n$ – вектор координат взаимного положения соседних звеньев; $x_2 \in R^n$ – вектор углов поворота роторов приводов относительно звеньев, на которых установлены приводы; $M(x_1)$ – неизвестная симметрическая положительно определенная матрица инерции звеньев с учетом масс и расположения приводов; $R(x_1, \dot{x}_1)$ – неизвестная матрица кориолисовых и центробежных сил; $g_1(x_1, \dot{x}_1, t)$ – неизвестный вектор внешних (в том числе и гравитационных) сил, включающий нелинейное трение; $g_2(\dot{x}_2)$ – вектор нелинейного трения на двигателе; M_m – известная матрица моментов инерции роторов приводов; C – диагональная матрица жесткостей приводов; N – диагональная матрица коэффициентов передачи редукторов.

Работу электродвигателей постоянного тока с управлением по цепи якоря (а также асинхронных двигателей с векторным управлением при постоянстве модуля потокосцепления ротора) в векторно-матричной форме можно описать уравнением

$$L_i \dot{i} + R_r i + C_m \dot{x}_2 = u, \quad (3)$$

где R_r , L_i , C_m – неизвестные диагональные матрицы сопротивлений и индуктивностей якорных цепей двигателей и коэффициентов электродвигателей; $i \in R^n$ – вектор токов якорных цепей двигателей; $u \in R^n$ – вектор управляющих напряжений. Слагаемое $C_m \dot{x}_2$ обусловлено противоЭДС двигателя.

В работе [3] показано, что применение комбинированного метода управления с наблюдателем неопределенности позволяет расщепить полную задачу управления неопределенным нелинейным нестационарным многозвонным ОУ с жесткими связями, который описывается матричным дифференциальным уравнением второго порядка, на независимое управление каждым звеном и гарантирует полную компенсацию неопределенности и заданные показатели качества переходных процессов. Аналогичным образом, как это было проделано в работе [3], осуществим декомпозицию матричного дифференциального уравнения (1). Для этого вводится обозначение

$$M = M_0 + M_\delta, \quad (4)$$

где M_0 – известная диагональная матрица инерции; M_δ – матрица неизвестных отклонений. Подстановка выражения (4) в уравнение (1) дает

$$M_0 \ddot{x}_1 + C(x_1 - N^{-1}x_2) = g_\Sigma, \quad (5)$$

где

$$g_\Sigma = g_1 - M_\delta \ddot{x}_1 - R \dot{x}_1 \quad (6)$$

– вектор, в который собраны все отклонения от номинальных значений, нелинейности, нестационарности, нежелательные внутренние перекрестные связи, внешние возмущения и нелинейное трение.

В уравнениях (2), (3), (5) все матрицы являются диагональными, то есть эти уравнения эквивалентны системам скалярных уравнений, независимо описывающих динамику каждой двухмассовой подсистемы. В уравнении (5) взаимосвязь динамики каждого звена осуществляется только посредством вектора g_Σ . Эта взаимосвязь будет скомпенсирована за счет применения комбинированного метода управления с наблюда-

телем неопределенности. Поэтому построение всей системы управления (СУ) сводится к независимой разработке систем управления каждым звеном.

На рис. 1 схематично изображена двухмассовая упругая электромеханическая система (ЭМС). Ее структурная схема представлена на рис. 2. На рис. 1, 2 приняты следующие обозначения: φ_c, φ_m – углы поворота ОУ и ротора двигателя (Д); u, i – напряжение и ток якорной цепи; I_c, I_m – моменты инерции ОУ и ротора Д; R – активное сопротивление якорной цепи; T_e – электрическая постоянная времени; c_m – коэффициент ДПТ; n – передаточное число редуктора; c – коэффициент жесткости упругой части; f_c, f_m – моменты нелинейного трения в ОУ и в Д соответственно; f_l – момент нагрузки; p – оператор дифференцирования; φ_{m0} – погрешность измерения угла поворота ротора Д инкрементным датчиком; ПН ШИМ – преобразователь напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Пунктирные линии показывают, какие датчики могут быть задействованы в управлении.

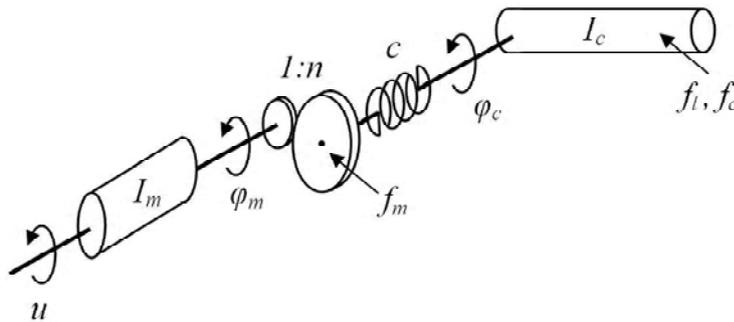


Рис. 1. Кинематическая схема двухмассовой электромеханической системы

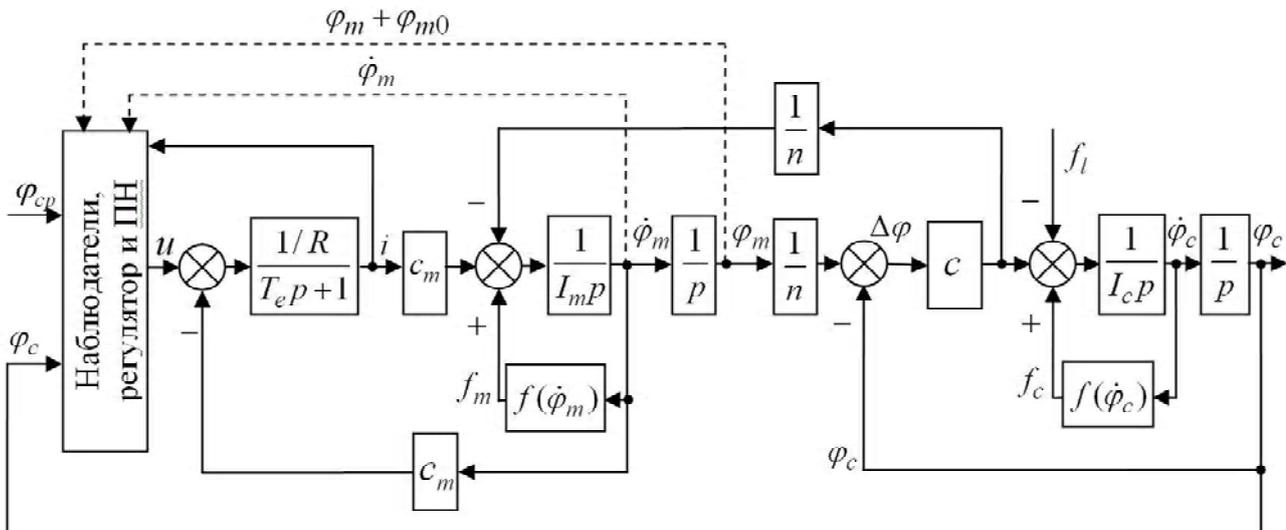


Рис. 2. Структурная схема электромеханической системы

Рассматриваемая ЭМС описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$I_c \ddot{\varphi}_c = c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + f_c + f_l, \quad (7)$$

$$I_m \ddot{\varphi}_m = -n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_m i + f_m, \quad (8)$$

$$Li + Ri = u - c_m \dot{\varphi}_m, \quad (9)$$

где L – индуктивность якорной цепи. В системе (7)–(9) неизвестными являются $I_c, f_c, f_l, f_m, R, L, c_m$. Переменность L обусловлена кривой намагничивания. Переменность c_m вызвана переменностью потока намагничивания обмотки возбуждения, входящего в выражения c_m .

В работах [6, 8, 9] отдельно рассмотрена оговоренная выше двухмассовая подсистема, состоящая из Д, управляющего через упругую трансмиссию одномерным перемещением ОУ. На ОУ и Д действует нелинейное трение. Кроме того, к ОУ приложена нагрузка. Электрическое сопротивление, индуктивность якорной цепи, коэффициент Д, инерция ОУ, трение и нагрузка неизвестны. Измеряются перемещение ОУ, ток, скорость [6, 8] или перемещение [6, 9] Д. Для систем, отличающихся датчиками механических переменных Д, синтезированы наблюдатели, оценивающие вектор состояния системы, суммарное сопротивление якорной цепи и неопределенность ОУ, а также комбинированный регулятор, обеспечивающий высокоточное адаптивное (комбинированное) управление с заданными показателями качества.

Для этой же системы, но без механических датчиков на двигателе, в работах [6, 10] синтезирована СУ, решающая ту же самую задачу. Высокоточное управление гарантируется при отсутствии нелинейного трения на двигателе. Это объясняется тем, что без датчиков на двигателе оценка скорости и перемещения двигателя осуществляется с помощью наблюдателей, динамика которых возмущена нелинейным трением, что приводит к неточной оценке указанных переменных.

Для получения оценки суммарной неопределенности в работах [6, 8–10] синтезирован ее наблюдатель в виде

$$\hat{f}_{c\Sigma} = z - l_f(I_{c0}\dot{\varphi}_c + nI_m\dot{\varphi}_m), \quad (10)$$

$$\dot{z} = l_f(\hat{f}_{c\Sigma} + nc_{m0}i), \quad (11)$$

где I_{c0}, c_{m0} – известные номинальные значения указанных параметров; l_f – коэффициент передачи наблюдателя, определяющий его быстродействие; $\hat{f}_{c\Sigma}$ – оценка суммарной неопределенности $f_{c\Sigma} = f_c + f_l + nf_m - I_{c\delta}\dot{\varphi}_c + nc_{m\delta}i$ ($I_{c\delta}, c_{m\delta}$ – неизвестные отклонения параметров).

Для оценки эквивалентного сопротивления якорной цепи Д разработан алгоритм идентификации

$$\hat{R} = R_0 + \hat{R}_\delta, \quad (12)$$

$$\hat{R}_\delta = z + l_R L_0 i, \quad (13)$$

$$\dot{z} = l_R[(z + l_R L_0 i) - u + c_{m0}\dot{\varphi}_m + R_0 i], \quad (14)$$

где L_0, R_0 – известные номинальные значения параметров; l_R – коэффициент передачи наблюдателя, который определяется по выражению $l_R = \bar{l}_R \text{sign} i$; \hat{R}_δ – оценка неизвестного суммарного отклонения сопротивления якорной цепи от его номинального значения, которое учитывает погрешность управляющего напряжения, вносимую преобразователем, и неизвестные отклонения параметров от номинальных значений – $L_\delta, R_{\delta 1}, c_{m\delta}$.

Для трех вариантов комбинаций датчиков синтезированы наблюдатели вектора состояния двигателя. Рассмотрим эти варианты.

1. Измеряются $i, \dot{\varphi}_m, \varphi_c$. Наблюдатель получен в виде

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(\hat{x}_2 - \dot{\varphi}_m) + Bu, \quad (15)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_m \\ \dot{\hat{\varphi}}_m \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & 0 \end{bmatrix},$$

$$Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}(n^{-1}c\varphi_c + c_{m0}i) \end{bmatrix}, \quad L_x = [l_{x1} \ l_{x2}]^T, \quad (16)$$

где $L_x = [l_{x1} \ l_{x2}]^T$ – матрица коэффициентов наблюдателя.

2. Измеряются $i, (\varphi_m + \varphi_{m0}), \varphi_c$. Наблюдатель получен в виде

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L_x(\hat{x}_1 + \hat{x}_3 - (\varphi_m + \varphi_{m0})) + Bu, \quad (17)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_m \\ \dot{\hat{\varphi}}_m \\ \hat{\varphi}_{m0} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -I_m^{-1}n^{-2}c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$Bu = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1}(n^{-1}c\varphi_c + c_{m0}i) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad L_x = [l_{x1} \ l_{x2} \ l_{x3}]^T. \quad (18)$$

3. Измеряются i, φ_c .

В этом случае осуществлялась идентификация активного сопротивления и оценка вектора состояния двигателя с помощью последовательных наблюдателей.

Первый наблюдатель – это наблюдатель вектора состояния двигателя и неизвестного параметра q ($q = R_{\delta}i$). Он синтезирован в виде

$$\dot{\hat{x}} = z + L'_x L_0 i, \dot{z} = A\hat{x} + L_x (c_{m0}\hat{x}_2 + \hat{x}_3 - u + R_0 i) + B'u, \quad (19)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_m \\ \hat{q} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -I_m^{-1} n^{-2} c & -I_m^{-1} c_{m0} R_0^{-1} & -I_m^{-1} c_{m0} R_0^{-1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B'u = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m^{-1} (n^{-1} c \varphi_c + c_{m0} R_0^{-1} u) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad L'_x = \begin{bmatrix} l_{x1} \\ l_{x2} - I_m^{-1} c_{m0} R_0^{-1} \\ l_{x3} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Второй наблюдатель – это наблюдатель суммарного отклонения сопротивления якорной цепи. Он синтезирован в виде

$$\dot{\hat{R}}_{\delta} = l_R (\hat{R}_{\delta} i - \hat{q}), \quad l_R = \bar{l}_R \text{sign} i, \quad \hat{R} = R_0 + \hat{R}_{\delta}. \quad (21)$$

Управляющее напряжение ограничено и представлено в виде уравнения

$$u = \text{sat}(u_i + u_m + u_c), \quad (22)$$

где u_i, u_m, u_c – составляющие управляющего напряжения, учитывающие работу соответственно контуров тока, Д и ОУ. В результате синтеза получены следующие алгоритмы управления:

$$u_i = -\hat{R} k_i i, \quad u_m = -k_m \dot{\hat{\phi}}_m - k n^{-1} c (n^{-1} \hat{\phi}_m - \varphi_c) \hat{R} c_{m1}^{-1},$$

$$u_c = u_{cs} + u_{cc}, \quad (23)$$

$$u_{cs} = -k_{c1} (\varphi_c - \varphi_{cp}) - k_{c2} (\dot{\hat{\phi}}_c - \dot{\varphi}_{cp}),$$

$$u_{cc} = -(1+k) (n c_{m1})^{-1} \hat{R} \hat{f}_{c\Sigma}, \quad (24)$$

где $k_i, k_m, k, k_{c1}, k_{c2}$ – постоянные коэффициенты; $c_{m1} = c_{m0} (1+k_i)^{-1}$; u_{cs}, u_{cc} – управляющие напряжения стабилизации и компенсации суммарной неопределенности.

Результаты исследования

Разработанные в работах [6, 8–10] методы применены для системы стабилизации и наведения вооружения бронированной машины (рис. 3, 4). Под бронированной машиной (БМ) понимаются танк, легкобронированная машина и т.п. На рис. 5 схематично представлено взаимное расположение корпуса БМ, башенки и модуля вооружения [11]. Как видно на рисунке, кинематическая схема всей системы подпадает под схему рассмотренного упругого робота. Поэтому полученные результаты можно применять для исследования динамики БМ.



Рис. 3. Расположение модуля вооружения на БМ



Рис. 4. Модуль вооружения

Особенностью динамической схемы является то, что центры масс модуля и башенки смещены относительно их осей вращения. Это вызывает появление переменных центробежных, кориолисовых и гравитационных сил, сложным образом зависящих от кинематических параметров системы. В связи со сложностью их вычисления и с учетом возможностей предлагаемых методов управления, указанные силы не будут вычисляться, а будут считаться неизвестными. Масса модуля вооружения БМ при полной загрузке боеприпасов близка к массе башенки и значительно уменьшается в процессе их расходования. Это приводит к переменности масс и моментов инерции элементов механической системы. Указанные особенности систем вооружения БМ приводят к взаимовлиянию каналов управления при одновременном наведении вооружения в горизонтальной и вертикальной плоскостях. В трансмиссиях поворотов элементов БМ присутствуют существенное нелинейное трение и упругие деформации. В качестве электродвигателей рассматриваются ДПТ с питанием от ПН ШИМ. В связи с требованиями высокой точности прицеливания необходимо также исследовать влияние нелинейного трения в подшипниках двигателей. Таким образом, БМ представляет собой существенно неопределенный ОУ. Как было показано выше, за счет применения комбинированного управления с наблюдателем неопределенности пред-

ставляется возможным раздельный синтез СУ по каждой степени свободы. Рассматривалось управление модулем вооружения. Качество управления в случаях, когда в состав измерителей входит либо тахогенератор, либо инкрементный датчик, мало отличается. В то же время, инкрементный датчик имеет лучшие эксплуатационные характеристики и меньшую стоимость. Поэтому ниже представлены результаты моделирования для случая, когда на Д устанавливается инкрементный датчик. При исследовании СУ предполагалось, что измеряется угол поворота модуля вооружения относительно заданного направления в инерциальном пространстве ($O_i X_i Y_i$). (Обычно это направление получается с помощью бесплатформенных инерциальных систем).

На рис. 6–12 показаны переходные процессы, возникающие при подаче ступенчатого программного сигнала величиной 3° ($\varphi_{cp} = 0,05236$ рад) при номинальном моменте инерции ОУ. Нагрузка $f_l = 500$ Н·м в виде ступенчатого сигнала прикладывалась на 0,5 с и снималась на 0,8 с. На рис. 6 показан весь переходный процесс, а на рис. 7, 8 – его фрагменты. На рис. 7 пунктирными линиями ограничена зона ± 30 угл. с, на рис. 8 – зона $\pm 0,1$ угл. с. Анализ графиков показывает, что синтезированный метод управления обеспечивает вхождение в зону ± 30 угл. с за 0,14 с, а в зону $\pm 0,1$ угл. с – за 0,28 с, установившаяся ошибка составляет 10^{-3} угл. с. Следует отметить, что на длительность переходного процесса оказывает отрицательное влияние ограничение напряжения. Рис. 7 показывает, что система является астатической по отношению к нагрузке. На рис. 8 видно, что указанная точность в установившемся режиме $\pm 10^{-3}$ угл. с обеспечивается как при наличии нагрузки, так и без нее.

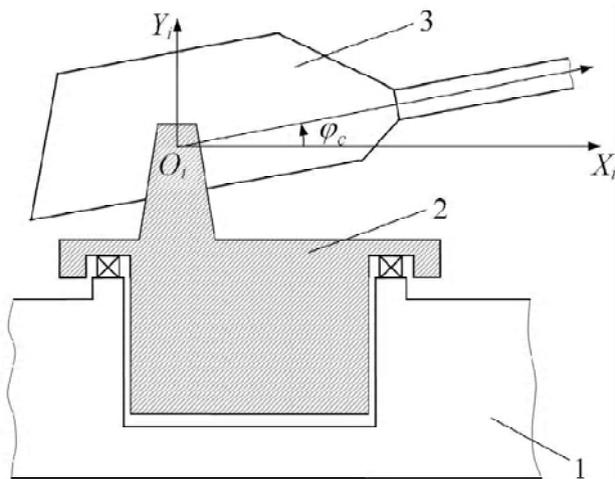


Рис. 5. Кинематическая схема взаимного расположения модуля вооружения и башенки на корпусе БМ:

1 – корпус БМ; 2 – башенка; 3 – модуль вооружения;
 $O_i X_i Y_i$ – инерциальная система координат, формируемая бесплатформенной инерциальной системой

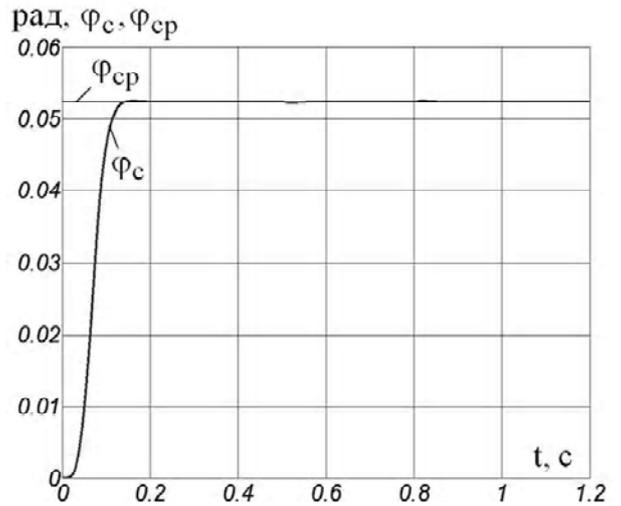


Рис. 6. График переходного процесса: φ_{cp} – программное перемещение; φ_c – перемещение ОУ

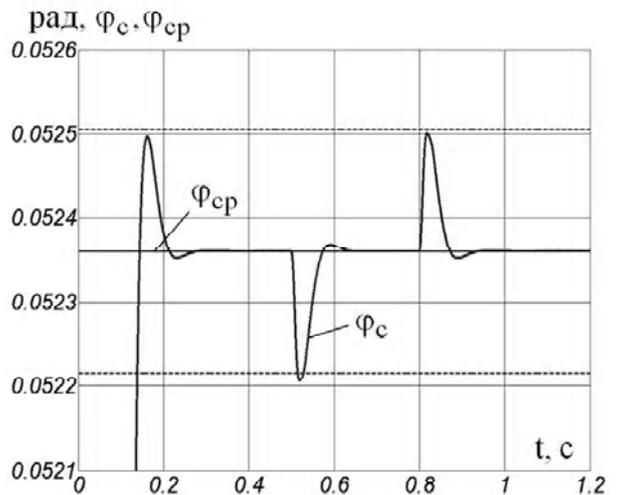


Рис. 7. Влияние наброса и сброса нагрузки (фрагмент переходного процесса рис. 6)

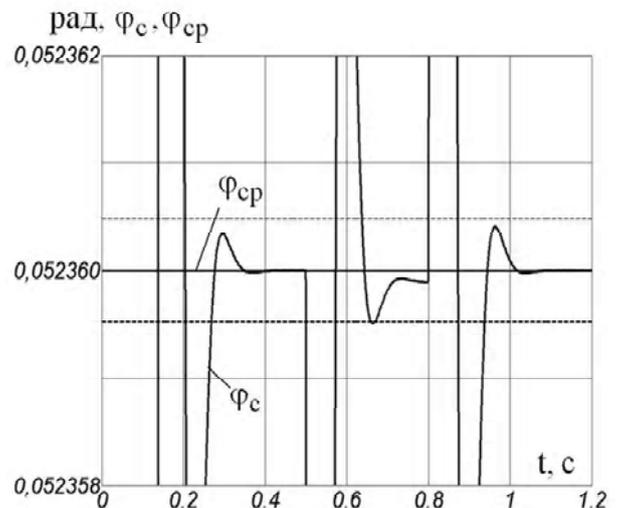


Рис. 8. Фрагмент переходного процесса рис. 6

Скорость в установившемся режиме не превышает $5 \cdot 10^{-6}$ рад/с (0,00028 %/с). Графики напряжения и тока изображены на рис. 9, 10. На рис. 11, 12 даны графики неопределенности и ее оценки при номинальном моменте инерции ОУ, на рис. 12 – фрагмент рисунка 11. На рис. 13 показаны фрагменты переходных процессов при значениях момента инерции ОУ 1) $0,83I_{c0}$, 2) I_{c0} , 3) $1,5I_{c0}$, подтверждающие работоспособность системы при неизвестных отклонениях момента инерции от его номинального значения в указанном пределе. На рис. 14, 15 приведены графики неопределенностей и их оценок при значениях моментов инерции $0,83I_{c0}$ (рис. 14) и $1,5I_{c0}$ (рис. 15). Графики идентификации активного сопротивления при его отклонении в 1,5 раза вниз и вверх от номинального значения представлены на рис. 16, 17, соответственно. Причем идентификация осуществлялась одновременно с оценкой координат вектора состояния двигателя.

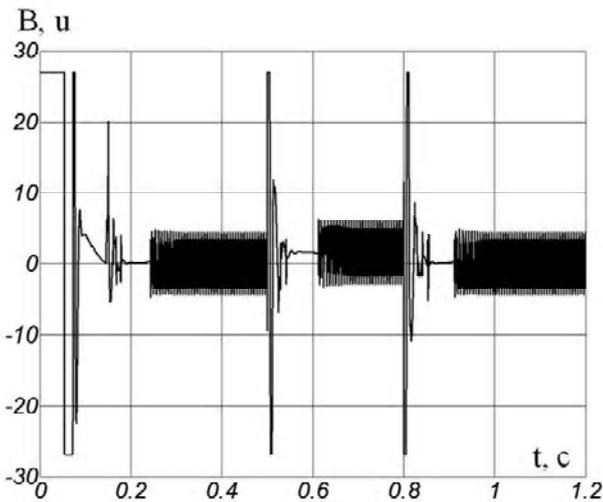


Рис. 9. График напряжения якорной цепи ДПТ

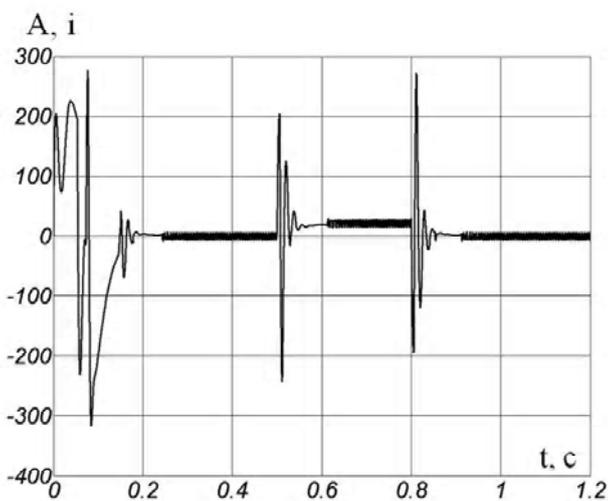


Рис. 10. График тока якорной цепи ДПТ

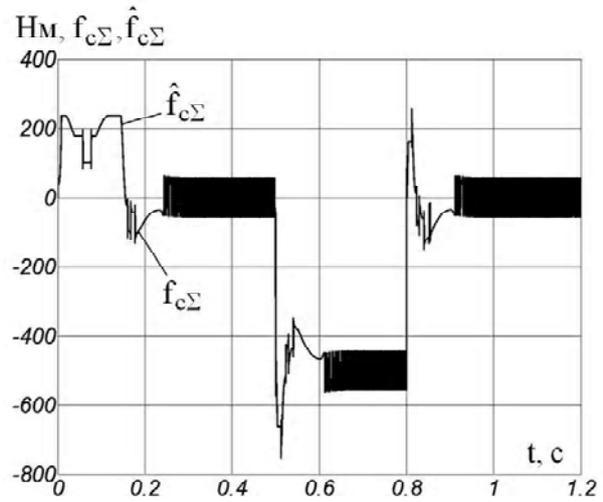


Рис. 11. Графики истинной суммарной неопределенности и ее оценки при $I_c = I_{c0}$

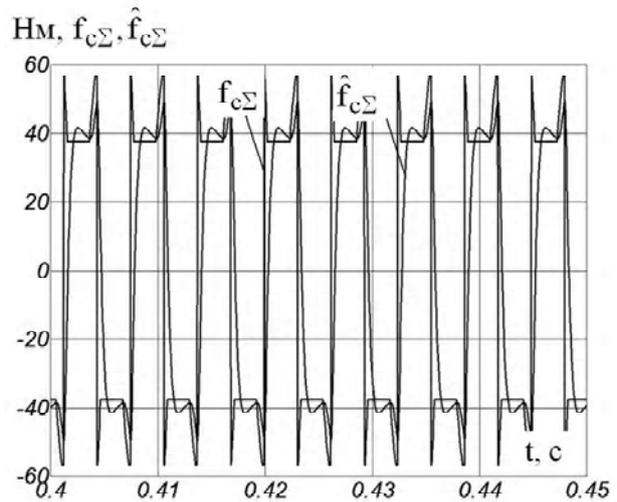


Рис. 12. Фрагмент переходных процессов рис. 11

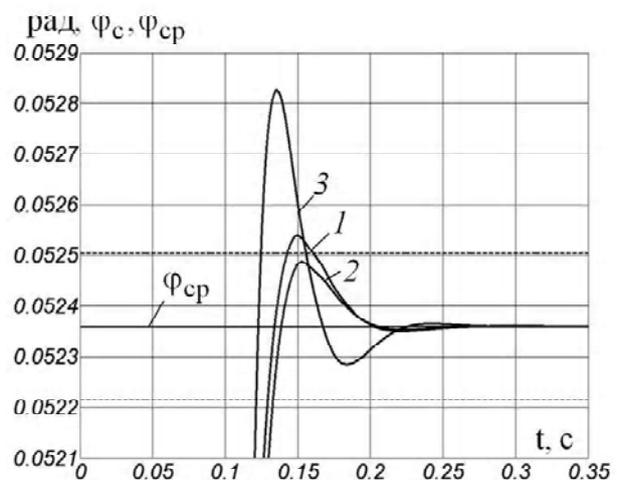


Рис. 13. Фрагмент графиков переходных процессов: 1 – перемещение ОУ при $I_c = 0,83I_{c0}$; 2 – при $I_c = I_{c0}$; 3 – при $I_c = 1,5I_{c0}$; φ_{cp} – программное перемещение

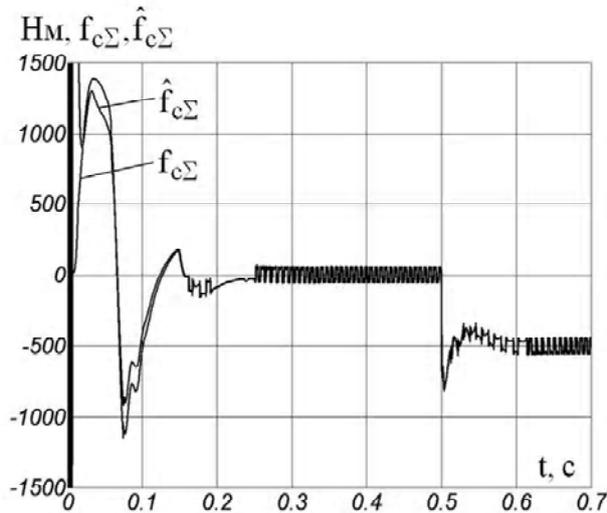


Рис. 14. Графики истинной суммарной неопределенности и ее оценки при моменте инерции ОУ, равном $0,83J_{c0}$

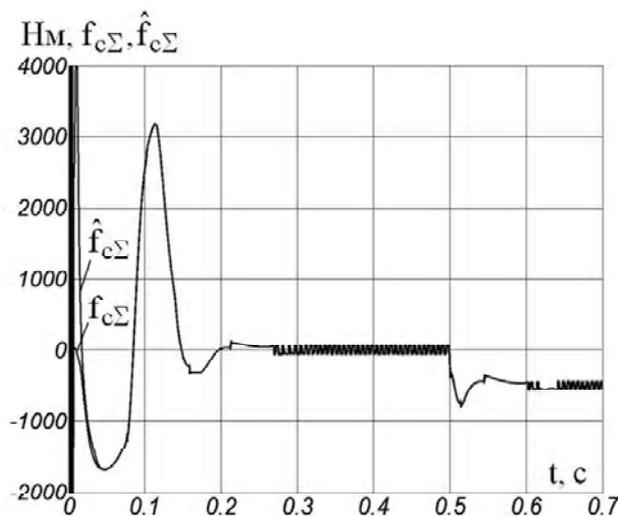


Рис. 15. Графики истинной суммарной неопределенности и ее оценки при моменте инерции ОУ, равном $1,5J_{c0}$

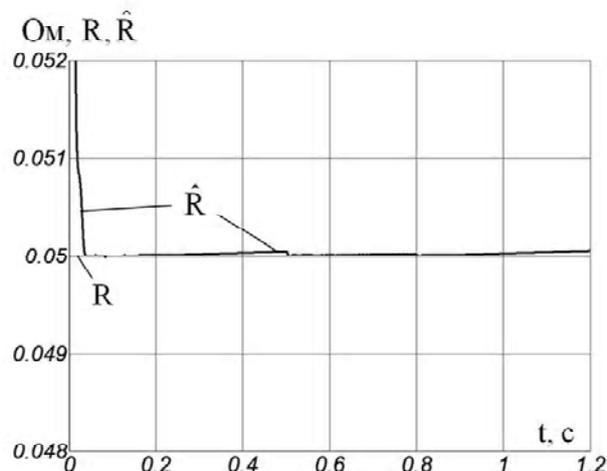


Рис. 16. Процесс идентификации активного сопротивления якорной цепи двигателя при его отклонении в 1,5 раза вниз от номинального значения

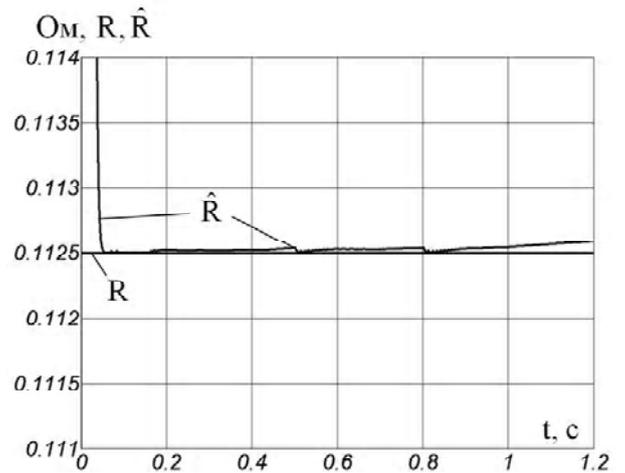


Рис. 17. Процесс идентификации активного сопротивления якорной цепи двигателя при его отклонении в 1,5 раза вверх от номинального значения

Выводы

Сделан краткий обзор работ по динамике много-массовых упругих электромеханических систем, проведенных на кафедре электропривода ЗНТУ. Показаны возможности управления указанными системами в условиях сильной параметрической, экзогенной неопределенности и ограниченной информации о векторе состояния системы. Рассматривался предложенный в работах [1, 2] метод комбинированного управления с оценкой вектора неопределенности и вектора состояния. Разработанные теоретические положения применены для системы стабилизации и наведения вооружения бронированной машины. Результаты расчетов подтвердили возможность построения высокоточных систем управления в условиях сильной неопределенности. По мнению авторов, ни один другой метод не в состоянии обеспечить высокую точность управления в указанных условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потапенко Е. М. Робастное управление роботом / Е. М. Потапенко // Российская АН. Техническая кибернетика. – 1993. – № 3. – С. 183–190.
2. Potapenko E. M. Robust control of a robot / E. M. Potapenko // Journal of computer and systems sciences international. – 1995. – Vol. 32. – № 2. – P. 86–93.
3. Потапенко Е. М. Высокоточное управление неопределенными многосвязными объектами. Часть 1. Синтез и анализ алгоритмов управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Кибернетика и вычислительная техника. – 2007. – Вып. 155. – С. 58–71.
4. Потапенко Е. М. Компенсация воздействия нелинейного трения на системы управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2009. – № 2. – С. 134–143.
5. Потапенко Е. М. Математические модели трения и методы компенсации его влияния на системы управления / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Вісник НТУ «ХПІ» – Харків : НТУ «ХПІ», 2010. – № 28. – С. 139–140.

6. Казурова А. Е. Возможные варианты построения высокоточных систем управления упругой неопределенной электромеханической системой / А. Е. Казурова, Е. М. Потапенко // Электротехника и электроэнергетика. – 2009. – № 1. – С. 4–14.
7. Spong M. W. Modeling and Control of Elastic Joint Robots / M. W. Spong // Transactions of the ASME : Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control. – 1987. – 109. – N 4. – P. 310–319.
8. Казурова А. Е. Высокоточное позиционное управление двухмассовой электромеханической системой / А. Е. Казурова // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук : КДПУ, 2008. – Вип. 4/2008 (51). – Ч. 1. – С. 53–57.
9. Потапенко Е. М. Высокоточное управление упругой электромеханической системой с нелинейным трением / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2008. – № 1 (21). – С. 118–125.
10. Казурова А. Е. Высокоточное позиционное управление упругой электромеханической системой с минимальным количеством датчиков / А. Е. Казурова // Вісник НТУ «ХПІ». – Харків : НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 213–214.
11. Об особенностях построения математической модели совместного движения башенки и боевого модуля как объектов регулирования в комплексах управления вооружением для легкобронированных боевых машин / [Е. Е. Александров, В. А. Кононенко, С. Н. Беляев и др.] // Механіка та машинобудування. – 2007. – № 2. – С. 3–27.

Надійшла до редакції 10.03.2011

Казурова А.Е., Потапенко Є.М. Робастна система керування наведенням та стабілізацією озброєння броньованої машини

Розглядався метод комбінованого керування з оцінкою вектора невизначеності й вектора стану. Розроблені теоретичні положення застосовані для системи стабілізації й наведення озброєння броньованої машини.

Ключові слова: високоточне позиційне керування, багатомасовий об'єкт, робастність, двомасова пружна система, спостережник невизначеності, спостережник вектора стану, нелінійне тертя, система стабілізації й наведення озброєння.

Kazurova A., Potapenko E. Robust control system of armored vehicle armament guidance and stabilization

The combined control method with estimation of uncertainty vector and state vector is described. The developed theoretical propositions are applied to the system of armored vehicle armament stabilization and guidance.

Key words: high-precision position control, multimass object, robustness, two-mass elastic system, uncertainty observer, state vector observer, nonlinear friction, armament stabilization and guidance system.

УДК 681.527.2

Е. В. Душинова, д-р техн. наук Е. М. Потапенко, С. Г. Деев, О. Е. Шибалкин, А. А. Шийка
Запорожский национальный технический университет

ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОВОРОТА АНТЕННЫ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Показана возможность использования асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором для вращения антенны радиолокатора с разной скоростью в диапазоне от нулевой скорости двигателя до удвоенной номинальной скорости, сканирования, позиционирования и синхронного вращения антенн двух радиолокационных станций.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, антенна радиолокатора, вращение, сканирование, позиционирование.

Введение

Данная работа инициирована Казенным предприятием «НПК «Искра», г. Запорожье, обратившимся на кафедру ЭПА ЗНТУ с просьбой проработать возможность мо-

дернизации электропривода поворота антенны радиолокационной станции (РЛС) 19Ж6 (исходные данные приводятся ниже). На рис. 1 дан общий вид РЛС. Антенна установлена на опорно-поворотном устройстве (ОПУ).



Рис. 1. Общий вид РЛС 19Ж6

Передвижная трехкоординатная радиолокационная станция (РЛС) 19Ж6 предназначена для дальнего обнаружения, распознавания и сопровождения воздушных объектов (в том числе крылатых ракет), измерения их координат (азимута, дальности) и определения государственной принадлежности по принципу «свой-чужой». Радиолокационная станция 19Ж6 используется в радиотехнических войсках ПВО. При использовании РЛС основными задачами являются:

- разведка воздушного пространства в составе дежурных сил;
- определение начала налета средств воздушного нападения противника;
- обеспечение радиолокационной информацией дежурных огневых средств;
- определение азимута, расстояния и высоты (или угла местности) локационных целей;
- определение пеленгов по азимуту и углу местности;
- определение государственной принадлежности локационных целей.

РЛС 19Ж6 и ее модификации стоят на вооружении ПВО (ВВС) России, Украины, Беларуси, Грузии, Индии, Словакии, Китая, Кипра, Греции и Вьетнама.

1 Исходные данные

Для разработки методов управления электроприводом поворота антенны (РЛС) со стороны КП НПК «Искра» были выданы исходные данные [1], приведенные в таблице 1. Исходя из требований обеспечения надежности, простоты эксплуатации, стоимости Заказчиком поставлено условие использования в приводе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД).

В соответствии с выданными данными для разработки электропривода поворота антенны РЛС приняты следующие исходные данные:

- момент инерции антенны вместе с редуктором и двигателем с учетом возможного обледенения находится в диапазоне 11000...22000 кг·м²;

- максимальный аэродинамический момент при скорости ветра 30 м/с определяется зависимостью $m = 15000 \sin \omega t$ Н·м, где ω – угловая скорость вращения антенны;

- передаточное число редуктора 500.

Анализ технических требований и исходных данных позволяет сделать следующие выводы.

Требования к точности управления и времени переходных процессов являются достаточно грубыми и легко могут быть выполнены.

Проблемы возникают из-за:

- большого диапазона регулирования скорости двигателя (от 0 до 6000 об/мин);
- изменения в 2 раза момента инерции антенны вследствие ее обледенения;
- большого диапазона температуры окружающей среды (± 50 °С), приводящего к изменению сопротивления статора и ротора по отношению к номинальным значениям с учетом собственного нагрева обмоток до 100 °С в 0,7–1,3 раза;
- использования асинхронного двигателя для решения указанных задач.

На основании указанных исходных данных выбран двигатель 4А100Л2У3 со следующими характеристиками:

- мощность АД, P_n (кВт) 5,5;
- количество пар полюсов 1;
- КПД η (%) 87,5;
- $\cos \varphi$ 0,91;
- номинальное скольжение S_n (%) 3,4;
- критическое скольжение S_k (%) 29;
- синхронная частота вращения, об/мин, 3000;
- номинальная частота $f1$ (Гц) 50, $U_{1ф}$ (В) 220;
- момент инерции ротора $J_{о.р.}$ 0,0075;
- кратность пускового тока $i_n = 7,5$;
- кратность пускового момента $m_n = 2,0$;
- кратность максимального момента $m_k = 2,5$.

По данным каталога вычислены параметры двигателя, сведенные в таблицу 2.

2 Функциональная схема предлагаемой системы управления

Наличие неизвестных внешних воздействий, большого количества неопределенных параметров двигателя и преобразователя частоты, необходимость обеспечения работоспособности привода при бросках напряжения питающей сети выдвигают требование обеспечения робастности привода по отношению к перечисленным факторам. Этим вопросам посвящена работа [2]. На рисунке 2 изображена предлагаемая функциональная схема системы векторного управления асинхронного двигателя (АД) [2].

На рис. 2 приняты следующие обозначения:

$i_{\alpha\beta} = (i_\alpha, i_\beta)^T$, $u_{\alpha\beta} = (u_\alpha, u_\beta)^T$ – векторы клеммных токов и напряжений, приведенных к статорному базису (α, β) ;

Таблица 1 – Технические требования к приводу вращения РЛС

Параметр	Величина, единицы измерения	Примечание
1 Частота вращения антенны	3 ± 0,3 об/мин 6 ± 0,6 об/мин 12 ± 1,2 об/мин	V ветра ≤ 30 м/с V ветра ≤ 20 м/с V ветра ≤ 15 м/с
2 Время перехода с одной скорости вращения на другую	≤ 60 с	В 85 % случаев
3 Время перехода с одной частоты вращения на другую	≤ 60 с	В 85 % случаев
4 Величина погрешности слежения при синхронной работе 2-х РЛС	± 2 °	В 85 % случаев
5 Погрешность установки антенны на заданный азимут, не более	±1,5 °	В 85 % случаев
6 Динамическая погрешность системы в режиме азимутального сканирования, не более	±1,5 °	В 85 % случаев
7 Статическая погрешность в режиме ручного управления, не более	±1,5 °	
8 Диапазон сектора сканирования	10 °...170 °	При частоте вращения 44°/мин
9 Время отработки угла рассогласования 170 °, не более	9 с	
10 Мощность привода вращения	5 кВт	
11 Напряжение питания	380 В, 50 Гц	
12 Момент инерции антенны, сведен к оси ОПУ	11000 кг·м ²	
13 Передаточное число редуктора	500	
14 Цена деления инкрементного датчика, дающего информацию об угле поворота антенны	1' 19"	
15 Диапазон рабочих температур	-50 °С ...+50 °С	

Таблица 2 – Расчетные параметры двигателя

Название параметра	Обозн.	Ед. изм.	Значение
Активное сопротивление статора	R_s	Ом	1.05
Активное сопротивление ротора	R_r	Ом	0,77
Взаимная индуктивность	L_m	Гн	0,25
Индуктивность обмотки статора	L_s	Гн	0,254
Индуктивность обмотки ротора	L_r	Гн	0,254
Индуктивность рассеивания статора	$L_{\sigma s}$	Гн	0,0036
Индуктивность рассеивания ротора	$L_{\sigma r}$	Гн	0,0036
Коэффициент рассеивания	σ	без разм	0,014
Номинальный фазный ток	$I_{1\phi}$	А	10,47
Номинальный момент двигателя	M_n	Н*м	18,1
Номинальная угловая скорость ротора	ω_n	с ⁻¹	303

«^» – символ оценки соответствующих переменных;

$\vartheta, \dot{\vartheta}$ – угол поворота и скорость антенны;

$\vartheta_p, \dot{\vartheta}_p$ – программные угол поворота и скорость антенны;

m_{0p} – желаемый (программный) электромагнитный момент;

$i_{dqp} = (i_{dp}, i_{qp})^T, u_{dqp} = (u_{dp}, u_{qp})^T$ – векторы программного тока и напряжения, записанные в синхронном базисе d, q ;

$u_p = (u_{Ap}, u_{Bp}, u_{Cp})$ – программный трехфазный сигнал, соответствующий желаемому трехфазному напряжению;

$u = (u_A, u_B, u_C)$ – трехфазное клеммное напряжение АД.

Регулятор момента [2] – комбинированный регулятор, в котором оценивается вектор неопределенности и задается вид переходной характеристики, которые формируют желаемый (программный) электромагнитный момент m_{0p} . Этот регулятор обеспечивает робастность всей системы по отношению к неточности знания момента инерции антенны, возмущающего момента, индуктивности статора, ротора и взаимной индуктивности ротора и статора.

Оптимизатор [2] – формирователь оптимальных программных токов, робастный по отношению к изменению сопротивления ротора, статора и потерям в железе двигателя вследствие нагрева и изменения температуры окружающей среды в диапазоне $-50\text{ }^\circ\text{C} \dots +50\text{ }^\circ\text{C}$.

Регулятор тока [2] также построен по комбинированному принципу и состоит из наблюдателя неопределенности и закона формирования переходной характеристики. Регулятор тока обеспечивает робастность по отношению к:

- 1) броскам напряжения сети питания;
- 2) всем погрешностям преобразователя частоты (сопротивлению ключей, запаздыванию их открытия и закрытия, мертвому времени);
- 3) перекрестным связям между моментным и намагничивающим контурами тока;
- 4) изменениям (в том числе, температурным) сопротивления контуров;
- 5) изменениям индуктивности контуров, обусловленным кривой намагничивания.

Питание АД осуществляется от трехфазного преобразователя частоты (ПЧ) с выпрямителем и инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Для управления двигателем измеряются только статорные токи i_{AB} и напряжения u_{AB} в двух фазах, а также угол поворота антенны ϑ с помощью инкрементного датчика.

Для выделения главных гармоник измеряемых токов и напряжений последние пропускаются через аналоговые фильтры [2], которые, помимо фильтрации, приводят к искажению амплитуд и фаз главных гармоник. Для устранения этих искажений в управляющем микропроцессоре формируются компенсаторы искажений [2]. Полученные значения оценок главных гармоник токов \hat{i}_{dq} поступают в блок «Регулятор тока», куда также подаются двухфазные программные токи

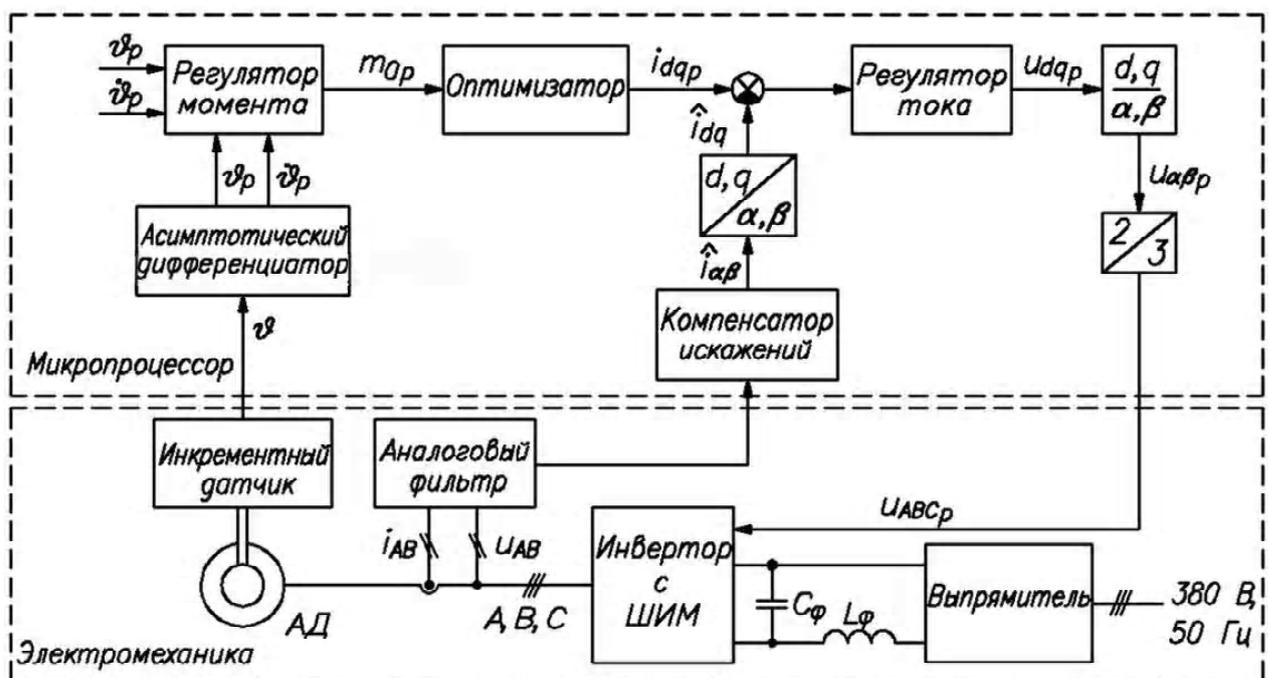


Рис. 2.

статоров i_{dqp} , заданные в синхронном базисе.

Для качественного позиционного управления каким-либо процессом, помимо перемещения, измеряемого с помощью датчика, необходимо иметь информацию о скорости протекания процесса без использования специального датчика. Скорость можно было бы получить путем непрерывного или дискретного дифференцирования позиционного сигнала. Это возможно в случае непрерывного не зашумленного позиционного сигнала. В последнее время в качестве датчика перемещения широко используется инкрементный датчик, вырабатывающий импульсы приращения сигналов ϑ_{Δ} . Для получения перемещения эти импульсы суммируют, в результате чего получается релейный ступенчатый сигнал. Такой сигнал невозможно дифференцировать. При больших скоростях протекания процесса информацию о скорости можно получить путем суммирования импульсов за определенное малое время и последующего деления суммы на это время. Однако при малых скоростях импульсы будут следовать через большие промежутки времени, что не позволяет получить скорость без неприемлемо большого запаздывания. В этом случае скорость можно оценить с помощью динамических фильтров (фильтра Калмана, наблюдателя Льюэнбергера), построенных на динамической модели управляемого процесса. Однако это обычно связано с большим объемом вычислений и сложностью, вызванной неопределенностью ОУ. Для обхода этих трудностей использован асимптотический дифференциатор [2], позволяющий получить произвольное количество производных позиционного сигнала не путем дифференцирования, а путем интегрирования. С его помощью можно получить информацию об угловой скорости и ускорении. Оценки перемещения $\hat{\vartheta}$ и угловой скорости ротора $\dot{\hat{\vartheta}} = \hat{\omega}$ сравниваются с программными значениями ϑ_p и $\dot{\vartheta}_p = \omega_p$. Полученные разницы поступают в «Регулятор момента». С помощью момента m_0 из условия минимума потребляемой мощности или постоянства тока намагничивания формируются программные токи i_{dp} , i_{qp} в синхронном базисе. С программными токами сравниваются оценки одноименных токов статора, которые сформированы с помощью преобразователя $(\alpha, \beta)/(d, q)$. Полученные разницы подаются в регуляторы токов. На выходе регуляторов токов формируются программные напряжения u_{dqp} в синхронном базисе.

Поскольку полная математическая модель привода является сложной и требующей большого времени моделирования, была создана упрощенная математическая модель, осуществляющая моделирование в 10 раз быстрее [3]. Близость результатов моделирования полной и упрощенной математических моделей продемонстрирована в работе [3].

3 Результаты моделирования

3.1 Моделирование работы привода при различных режимах вращения антенны РЛС

В соответствии с техническим заданием на рисунке 3.1 показан процесс стабилизации трех значений угловой скорости антенны РЛС (0,314 рад/с (3 об/мин), 0,628 рад/с (6 об/мин) и 1,256 рад/с (12 об/мин)) и переходы между этими скоростями при двух значениях момента инерции антенны: номинальном и удвоенном. При моделировании было учтено влияние на движение антенны максимально возможного аэродинамического момента. На рисунке 3.1 введены следующие обозначения: ω_1 – угловая скорость при номинальном моменте инерции, ω_2 – при удвоенном моменте инерции, ω_p – программное значение угловой скорости. Как видно на рис. 3, изменение момента инерции и аэродинамического момента не влияют на скорость антенны. На рисунке 4 показаны статорные токи в тех же режимах работы. На рисунке 4 введены следующие обозначения: i_{dq1} – статорный ток электродвигателя при номинальном моменте инерции, i_{dq2} – при двойном моменте инерции. Пульсации тока обусловлены дискретностью инкрементного датчика.

3.2 Моделирование работы привода в режимах азимутального сканирования антенны, синхронно-синфазного вращения двух антенн и слежения антенной за целью

На рисунке 5 изображено вращение антенны РЛС при работе в режиме азимутального сканирования при двух значениях момента инерции антенны: номинальном и удвоенном при воздействии максимального аэродинамического момента. Для моделирования выбран диапазон сканирования 170° при скоростях, лежащих в диапазоне от $-0,0128$ до $0,0128$ рад/с ($44^\circ/\text{мин}$). На рисунке 5 введены следующие обозначения: ϑ_p – программное значение угла поворота с диапазоном сканирования 170° , ϑ_1 – угол поворота антенны РЛС при номинальном моменте инерции, ϑ_2 – при удвоенном моменте инерции. Как видно из рисунка 5, наличие аэродинамического момента и увеличение момента инерции в 2 раза не влияют на качество работы привода. На рисунке 6 изображены статорные токи АД, соответствующие процессам рисунка 5, с обозначениями: i_{dq1} – статорные токи АД при номинальном моменте инерции антенны; i_{dq2} – статорные токи АД при удвоенном моменте инерции.

Полученные результаты сканирования можно распространить на другие режимы работы, а именно, на синхронно-синфазное вращение двух антенн и слежение антенной за целью. В первом случае под ϑ_p следует понимать движение ведущей антенны, а во втором случае – движение цели.

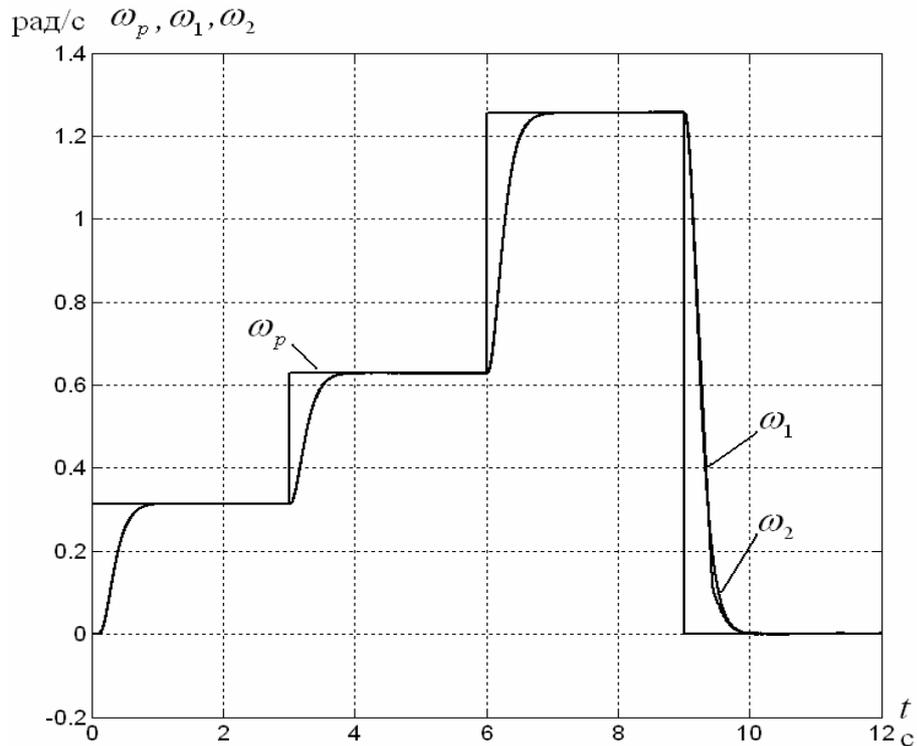


Рис. 3. Угловая скорость антенны РЛС в режиме стабилизации трех скоростей и при переходе от одного режима к другому

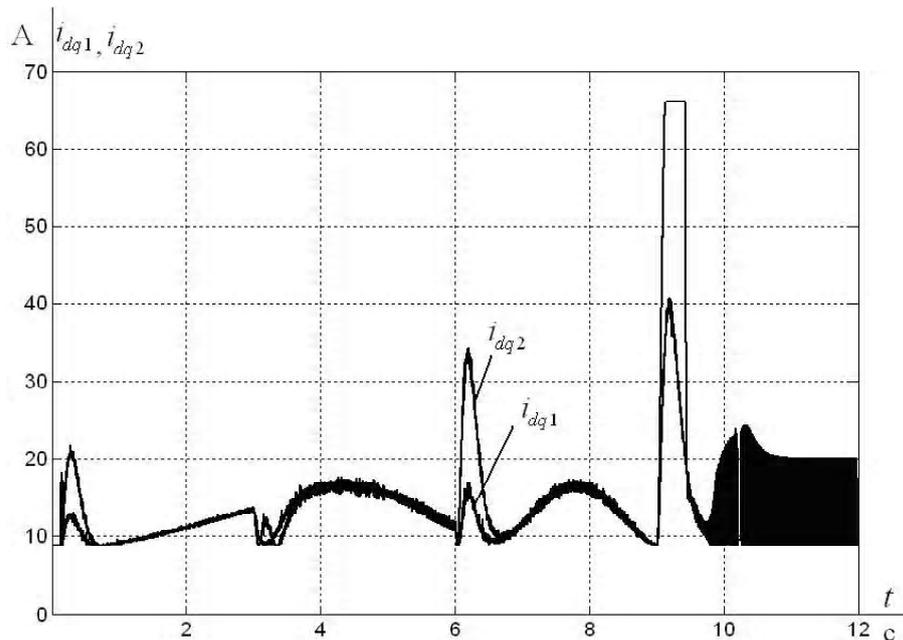


Рис. 4. Статорные токи АД, соответствующие рисунку 3

3.3 Моделирование работы привода в режиме установки антенны на заданный азимут

Согласно техническому заданию, время поворота антенны на угол 170° должно быть не более 9 с. На рисунке 7 изображен процесс поворота антенны. Моделирование проведено при двух значениях момента инерции антенны: номинальном и удвоенном. При

моделировании было учтено влияние на движение антенны максимально возможного аэродинамического момента. Как видно из рисунка 7, система удовлетворяет требованиям заказчика по времени переходного процесса. На рисунке 8 изображена угловая скорость антенны при работе в указанном режиме с учетом номинального и удвоенного момента инерции. На рисун-

ке 8 введены следующие обозначения: ω_1 – угловая скорость при номинальном моменте инерции антенны; ω_2 – угловая скорость при удвоенном моменте инерции. На рисунках 7, 8 видно, что увеличение момента инерции антенны вдвое не влияет на качество переходных процессов в системе. На рисунке 9 показаны статорные токи, соответствующие переходным

процессам, показанным на рисунках 7, 8. Статорный ток не превышает ограничения, оговоренного в каталоге асинхронных двигателей серии 4A100L2У3.

Как показали результаты моделирования, разработанные алгоритмы управления обеспечивают робастность системы по отношению к величине аэродинамического момента и момента инерции антенны.

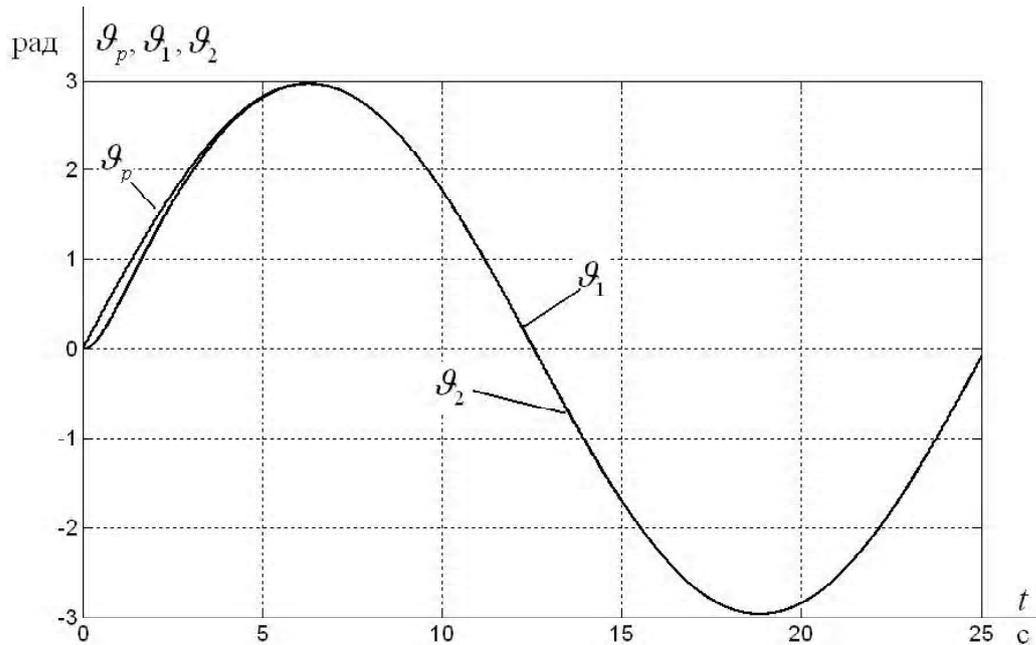


Рис. 5. Перемещение антенны РЛС в режиме азимутального сканирования

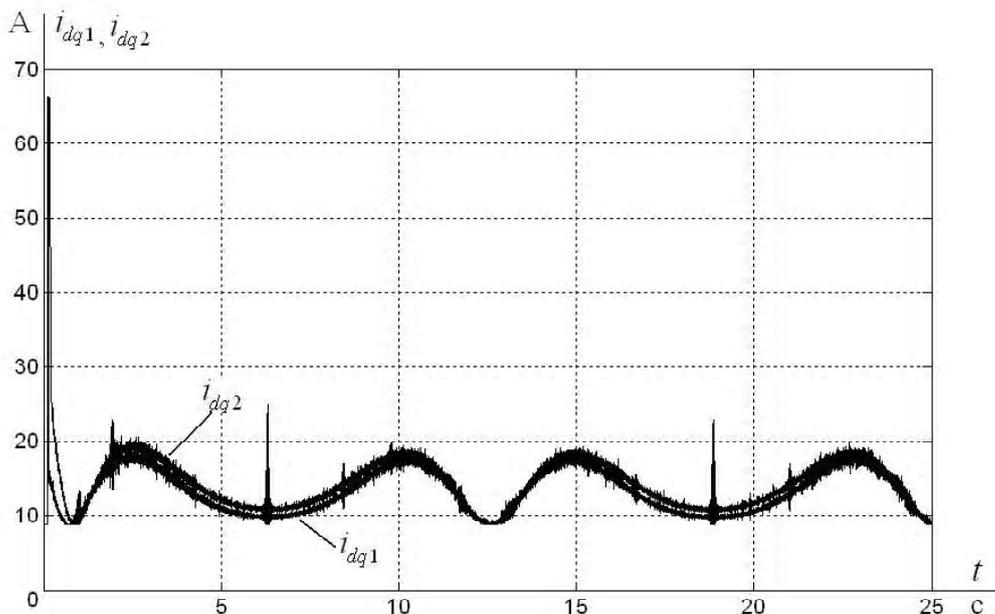


Рис. 6. Статорные токи АД при работе привода в режиме азимутального сканирования

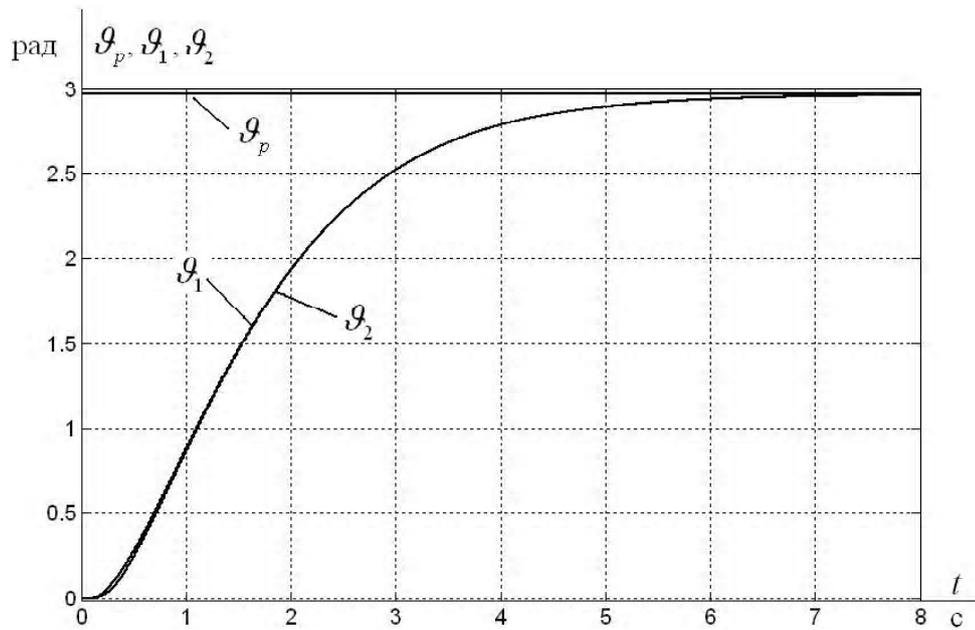


Рис. 7. Перемещение антенны в режиме установки антенны на заданный азимут

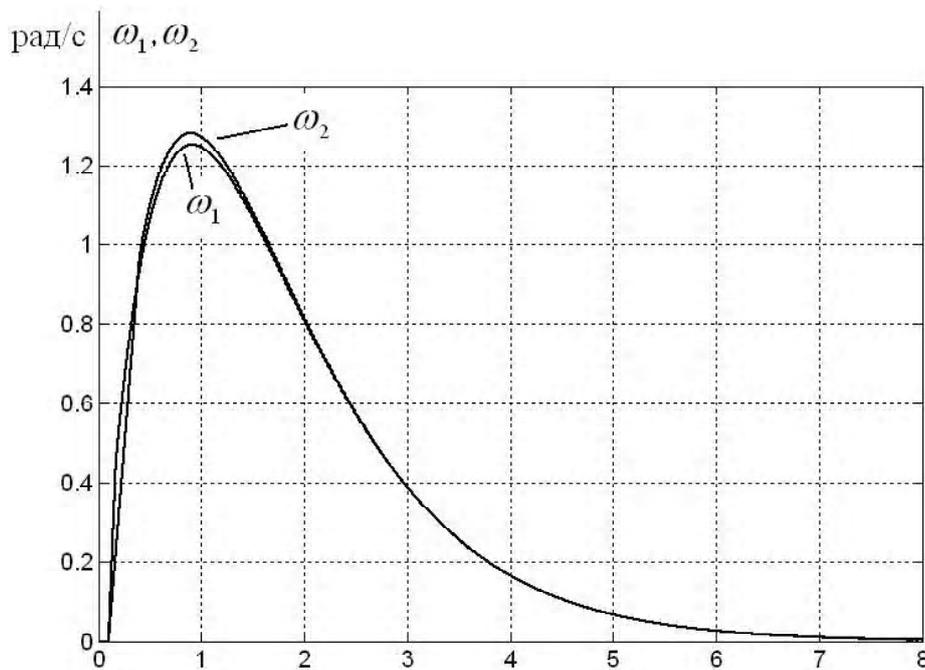


Рис. 8. Угловая скорость антенны в режиме установки антенны на заданный азимут

4 Выводы

В таблице 3 сопоставлены данные технического задания с аналогичными характеристиками разработанного привода, использующего асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Как видно из сопоставления заданных и полученных характеристик, требования, предъявляемые к приводу, не только выполняются, но и перевыполняются.

По нашему мнению, это дает возможность Заказчику разрабатывать РЛС с лучшими характеристиками.

Разработанные алгоритмы обеспечивают работоспособность ЭП РЛС без перенастройки (лишь путем изменения задания) при всех эксплуатационных условиях, оговоренных в технических требованиях, в частности, в диапазоне температуры окружающей среды от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$... $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ (учитывалось влияние температу-

ры на сопротивление ротора и статора), при скорости ветра до 30 м/с и при отсутствии или наличии обледенения, приводящего к увеличению момента инерции антенны. Выполнение технического задания обеспечено за счет применения робастных методов управле-

ния [2]. Эти методы управления, помимо неопределенности момента инерции, указанного выше, обеспечивают робастность системы по отношению к разбросу параметров двигателя, погрешностям преобразователя частоты и броскам напряжения сети.

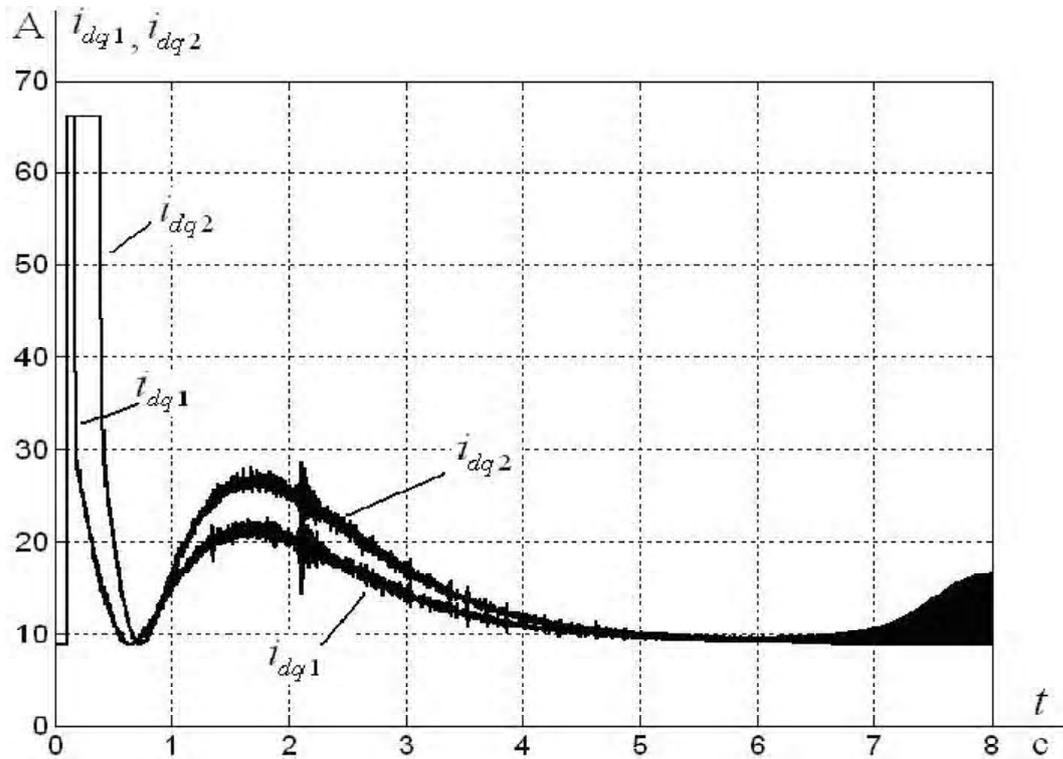


Рис. 9. Статорные токи АД при работе привода в режиме установки антенны на заданный азимут

Таблица 3 – Сравнение заданных в ТЗ показателей точности и времени переходных процессов с аналогичными показателями предлагаемого привода вращения антенны РЛС

№ з/п	Параметр	Величина	Результат
1	Скорость вращения антенны	3 ± 0,3 об/мин 6 ± 0,6 об/мин 12 ± 1,2 об/мин	Ошибка ≈ 0
2	Время перехода с одной скорости вращения на другую	≤ 60 с	1 с
3	Величина погрешности слежения при синхронной работе 2-х РЛС	± 2 °	≈ 0°
4	Погрешность установки антенны на заданный азимут, не более	± 1,5 °	≈ 0°
5	Динамическая погрешность системы в режиме азимутального сканирования, не более	± 1,5 °	≈ 0°
6	Время отработки угла рассогласования 170 °, не более	9 с	6 с

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Техническое требования к системе вращения РЛС / КП «НПК «Искра», г. Запорожье – Исх. № 140/86 от 14.09.2009. – 8 с.
2. Потапенко Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом : монография / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Запорожье : ЗНТУ. – 2009. – 352 с.
3. Линейная динамическая модель АД с ВУ / [Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, А. Е. Казурова, С. Г. Деев] // Электротехника и электроэнергетика. – 2010. – № 2. – С. 25–36.

Надійшла до редакції 01.02.2011

Душинова Є.В., Потапенко Є.М., Деев С.Г., Шибалкін О.Є, Шийка А.А. Електропривод повороту антени радіолокаційної станції

Показана можливість використання асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором для обертання антени радіолокатора з різною швидкістю в діапазоні від нульової швидкості двигуна до подвоєної номінальної швидкості, сканування, позиціонування і синхронного обертання антен двох радіолокаційних станцій.

Ключові слова: асинхронний електропривод, антена радіолокатора, обертання, сканування, позиціонування.

Dushinova E., Potapenko E., Deev S., Shibalkin O., Shiyka A. Electric drive of radar antenna rotation

The authors show the possibility of using an induction motor with a squirrel cage rotor for rotating the radar antenna at different speed in the range from zero to twice the nominal speed, as well as for scanning, positioning and synchronous rotation of two radar stations antennas.

Key words: induction electric drive, radar antenna, rotation, scanning, positioning.

УДК 681.5.03

Канд. техн. наук Р. С. Волянский, д-р техн. наук А. В. Садовой
Днепропетровский государственный технический университет

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С КВАДРАТИЧНОЙ АКТИВАЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Сформулировано условие установившейся работы замкнутой электромеханической системы с квадратичной активационной функцией. Получены уравнения для ошибок управления в установившемся режиме при использовании различных оптимальных регуляторов. Приведены картины распределения значений статических ошибок в функции от задающего воздействия, параметров объекта и регулятора.

Ключевые слова: оптимальное управление, статическая характеристика, нелинейная активационная функция, ошибка управления, замкнутая электромеханическая система.

Введение

В настоящее время уровень развития теории автоматического управления замкнутыми электромеханическими системами и возможности их практической реализации создают предпосылки для разработки и внедрения новых алгоритмов и законов управления. На смену классическим П, ПИ и ПИД [1] законам управления приходят линейные и нелинейные управления [2–4], для формирования которых используется

информация о всем векторе состояния электромеханической системы или об отдельных его компонентах [5]. Весьма распространенным является синтез управляющих воздействий на основании законов и алгоритмов нечеткой логики [6].

Несмотря на большое многообразие рассмотренных систем управления, все они отличаются экспоненциальностью протекающих переходных процессов и гарантируют требуемый запас устойчивости вплоть до

апериодического протекания переходных процессов [2]. Однако изменение координат электромеханической системы по участкам экспонент не всегда является наилучшим вследствие затягивания процессов управления. Повысить качество управления можно путем форсирования переходных процессов в системах управления, реализующих скользящие режимы высоких порядков [7]. В таких системах управляющее воздействие представляет собой не разрывной, а гладкий сигнал, который путем выбора соответствующей активационной функции обеспечивает любую желаемую траекторию движения электропривода [8]. Поэтому исследования, посвященные анализу свойств электромеханических систем управления со скользящими режимами второго порядка, являются актуальными.

Целью настоящей работы является определение и анализ выражений, описывающих статические ошибки в системах управления с квадратичной активационной функцией.

Результаты исследования

В качестве объекта управления примем апериодическое звено первого порядка, динамика которого описывается уравнением возмущенного движения

$$p\eta_1 = a_{11}\eta_1 + m_1U, \quad \eta_1 = y - y^*. \quad (1)$$

Воспользовавшись результатами работ [2, 9], определим оптимальное управление объектом (1)

$$U = -f(g\eta_1) = f[g(y^* - y)], \quad (2)$$

где линия равновесного состояния регулятора определяется выражением

$$S = g\eta_1 \quad (3)$$

и активационная функция имеет следующий вид:

$$f(S) = \begin{cases} \text{sign}(S), & S > 1; \\ |S|^\alpha \text{sign}(S), & S \leq 1, \alpha \in R. \end{cases} \quad (4)$$

Воспользовавшись выражениями (1)–(4), представим структурную схему замкнутой системы управления так, как показано на рис. 1.

Анализ структурной схемы, приведенной на рис. 1, показывает, что система однозначно находится в установившемся режиме

$$y(t) = \text{const} \quad (5)$$

тогда и только тогда, когда

$$\Delta = 0. \quad (6)$$

Таким образом, условием работы системы в установившемся режиме является следующее выражение:

$$\Delta = a_{11}y + m_1U = 0. \quad (7)$$

Для строгости математических выкладок отметим, что для соблюдения условия (7) необходимо потребовать, чтобы управление U было гладкой функцией в окрестностях точки установившегося режима.

Это требование автоматически выполняется для систем с гладкой активационной функцией вида (4).

Тогда с учетом алгоритма (2) выражение (7) можно представить следующим образом:

$$a_{11}y + m_1f[g(y^* - y)] = 0. \quad (8)$$

Решение уравнения (8) позволяет определить значение координаты y в установившемся режиме и найти статическую ошибку.

Покажем это на примере объекта (1) с единичными параметрами

$$m_1 = 1; \quad a_{11} = -1 \quad (9)$$

и активационной функцией типа «квадратный корень с учетом знака и насыщения»

$$f(S) = \text{sqrt}(S) = \begin{cases} \text{sign}(S), & S > 1; \\ \sqrt{|S|} \text{sign}(S), & S \leq 1. \end{cases} \quad (10)$$

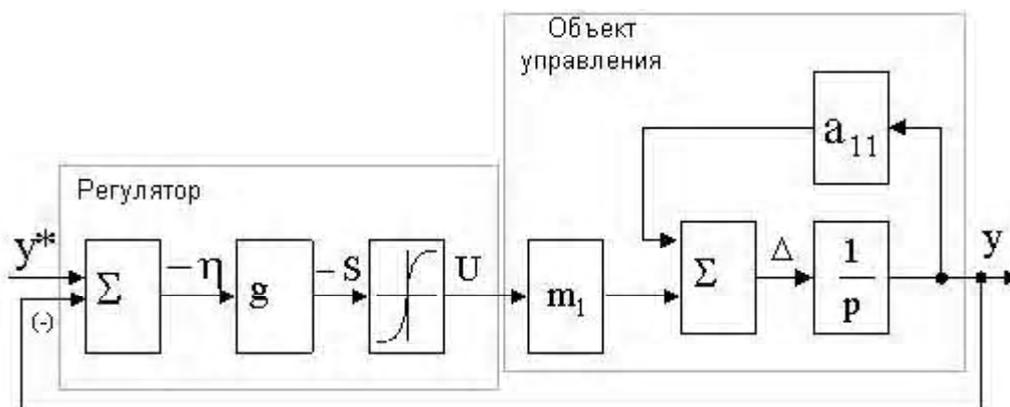


Рис. 1. Структурная схема рассматриваемой системы управления

Будем считать, что желаемое значение y^* лежит в области достижимых значений и регулятор в установившемся режиме не находится в насыщении. Тогда выражение (8) с учетом коэффициентов (9) и функции (10) можно представить следующим образом:

$$-y + \sqrt{g|y^* - y|} \operatorname{sign}(y^* - y) = 0 \quad (11)$$

или, с учетом возможных значений знака суммы $y^* - y$,

$$-y \pm \sqrt{g|y^* - y|} = 0. \quad (12)$$

Решение нелинейного уравнения (12) при единичном коэффициенте усиления g независимо от знака второго слагаемого дает следующие результаты:

$$y = 0,5(1 \pm \sqrt{1 - 4y^*}), \text{ при } y^* < 0;$$

$$y = 0,5(-1 \pm \sqrt{1 + 4y^*}), \text{ при } y^* > 0;$$

$$y = 0,5(1 - \sqrt{1 - 4y^*}) = 0,5(-1 + \sqrt{1 + 4y^*}), \text{ при } y^* = 0. \quad (13)$$

Анализ выражений (13) показывает, что решения уравнения (12) следует искать в двух поддиапазонах, определяемых знаком сигнала задания. Каждому из поддиапазонов соответствуют два корня. Для выбора корректного значения переменной состояния y учтем, что под действием ограниченного по модулю управления

$$|U| \leq 1 \quad (14)$$

она также является ограниченной, т.е.

$$|y| \leq 1. \quad (15)$$

Тогда, принимая во внимание ограничение (15), корни (13) окончательно можно представить следующим образом:

$$y = 0,5(1 - \sqrt{1 - 4y^*}), \quad y^* < 0;$$

$$y = 0,5(-1 + \sqrt{1 + 4y^*}), \quad y^* > 0;$$

$$y = 0,5(1 - \sqrt{1 - 4y^*}) = 0,5(-1 + \sqrt{1 + 4y^*}), \quad y^* = 0. \quad (16)$$

Обобщая выражения (16), введем в рассмотрение следующую разрывную функцию:

$$y = 0,5(-1 + \sqrt{1 + 4|y^*|}) \operatorname{sign} y^*. \quad (17)$$

Использование функции (17) позволяет определить статическую ошибку системы управления, структура которой приведена на рис. 1, а параметры определяются зависимостями (9)

$$\Delta_1 = y^* - 0,5(-1 + \sqrt{1 + 4|y^*|}) \operatorname{sign} y^*. \quad (18)$$

Использование предложенного подхода для линейной системы, которая реализует управление

$$U = g(y^* - y) \quad (19)$$

позволяет представить уравнение (8) следующим образом:

$$-y + g(y^* - y) = 0. \quad (20)$$

Решение уравнения (20) при единичном коэффициенте усиления будет иметь вид

$$y = y^* / 2. \quad (21)$$

В этом случае статическая ошибка (18) по управляющему воздействию

$$\Delta_2 = y^* - y = 0,5 y^*. \quad (22)$$

Графики зависимости статических ошибок Δ_1 (кривая 1) и Δ_2 (кривая 2) при изменении сигнала задания y^* приведены на рис. 2, который наглядно иллюстрирует повышение на 25 % точности системы управления с нелинейной активационной функцией по сравнению с линейной системой.

При абсолютных значениях сигнала задания y^* менее 0,5 о.е. существенно увеличивается коэффициент усиления регулятора

$$K = g \left| \frac{f(S)}{S} \right|. \quad (23)$$

График изменения коэффициента K в зависимости от управляющего воздействия y^* показан на рис. 3.

Как следует из сопоставления результатов, приведенных на рис. 2 и рис. 3, нелинейность ошибки (18) является следствием существенного повышения коэффициента усиления нелинейной разомкнутой системы при малых величинах управляющего воздействия.

Приведенные выше аналитические зависимости подтверждаются приведенными на рис. 4 результатами математического моделирования систем управления объектом (1) с параметрами (9) и алгоритмами (2) (кривая 2) и (19) (кривая 1).

Как следует из анализа приведенных на рис. 4 переходных процессов, установившееся значение регулируемой координаты в линейной системе составляет 0,5 о.е., что подтверждает выражение (22). Для системы управления с нелинейной активационной функцией установившееся значение координаты y составляет 0,618, которое может быть аналитически определено при помощи выражения (17).

Подтвержденная таким образом корректность выражений (17) и (18) и породивших их предпосылок позволяет обобщить полученные результаты на случай любого произвольного коэффициента усиления g .

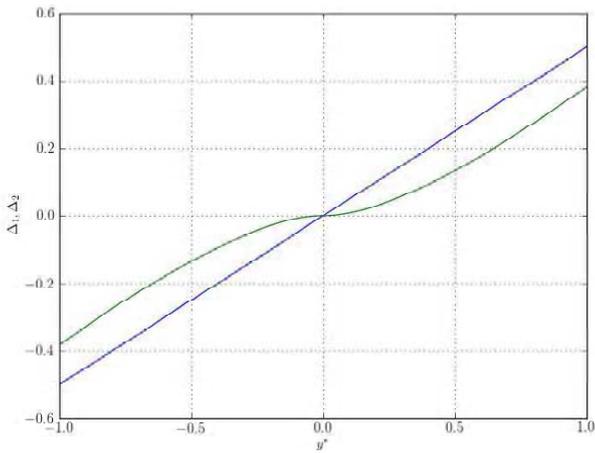


Рис. 2. Зависимости ошибок регулирования в линейной и нелинейной системах

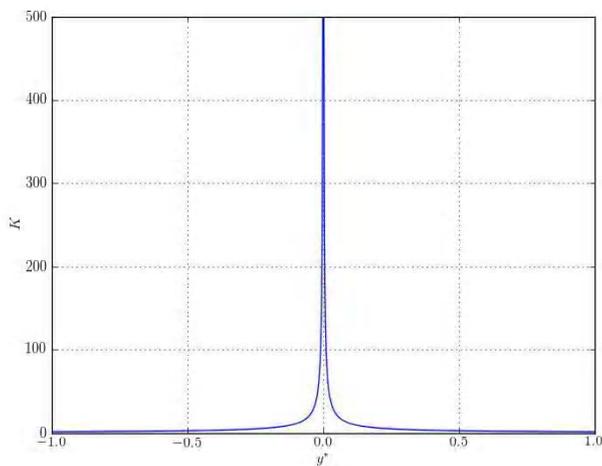


Рис. 3. Эквивалентный коэффициент усиления разомкнутой системы управления с квадратичной активационной функцией

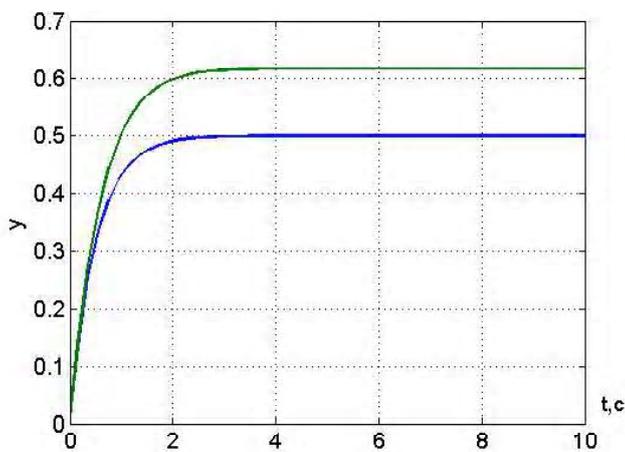


Рис. 4. Переходные процессы в линейной и нелинейной системах управления

В этом случае корни уравнения (12) в закрытой области (15) будут иметь следующий вид:

$$y = 0,5 \left(g - \sqrt{g^2 - 4gy^*} \right), y^* < 0;$$

$$y = 0,5 \left(-g + \sqrt{g^2 + 4gy^*} \right), y^* > 0;$$

$$y = 0,5 \left(-g + \sqrt{g^2 + 4gy^*} \right) = 0,5 \left(g + \sqrt{g^2 - 4gy^*} \right), \quad (24)$$

$$y^* = 0.$$

Тогда установившееся значение координаты y можно определить, используя следующую разрывную функцию:

$$y = 0,5 \left(-g + \sqrt{g^2 + 4g|y^*} \right) \text{sign } y^*. \quad (25)$$

Поле всех возможных значений координаты y при изменении входного сигнала y^* и коэффициента усиления регулятора g приведено на рис. 5.

По аналогии с выражением (18) статическую ошибку по управляющему воздействию для системы управления объектом (1) с алгоритмом (2) и активационной функцией (10) при неединичном коэффициенте усиления можно определить следующим образом:

$$\Delta = y^* - 0,5 \left(-g + \sqrt{g^2 + 4g|y^*} \right) \text{sign } y^*. \quad (26)$$

Поле, представляющее распределение статической ошибки в зависимости от сигнала задания y^* и коэффициента усиления g , показано на рис. 6.

Анализ графиков распределения установившихся значений регулируемой координаты y и статической ошибки управления Δ по управляющему воздействию,

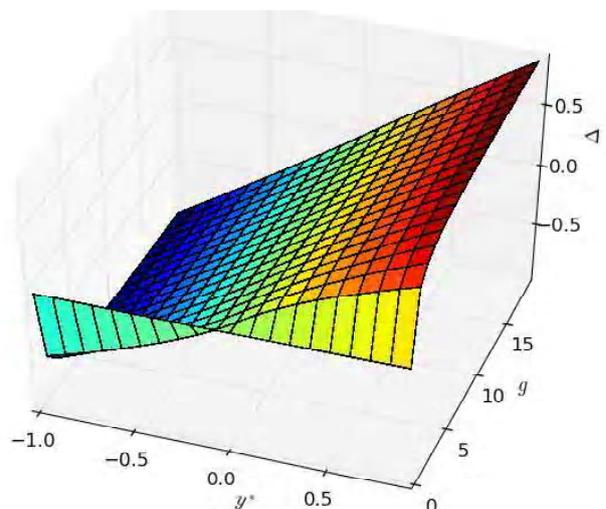


Рис. 5. Значения регулируемой координаты

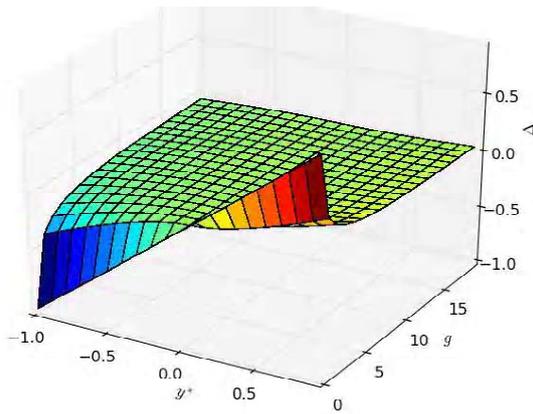


Рис. 6. Значения статической ошибки по управляющему воздействию

приведенных на рис. 5–6, показывает, что нелинейность активационной функции существенным образом проявляется при невысоких коэффициентах усиления ($g \leq 20$). В этой области при линейном увеличении сигнала задания установившееся значение переменной состояния y квадратично увеличивается, а статическая ошибка Δ квадратично уменьшается. При больших коэффициентах усиления система становится эквивалентной релейной и обеспечивает нулевую ошибку регулирования, которая не зависит существенно от величин, образующих правую часть выражения (26).

Перейдем теперь к рассмотрению самого общего случая:

$$a_{11} \neq -1, m_1 \neq 1, g \neq 1, \quad (27)$$

который характерен для большинства электромеханических систем.

Очевидно, что при выполнении условий (27) уравнение (11) можно представить следующим образом:

$$a_{11}y + m_1 \sqrt{g|y^* - y|} \text{sign}(y^* - y) = 0. \quad (28)$$

Решение этого уравнения

$$y = \frac{m_1}{2a_{11}^2} \left(-m_1g + \sqrt{m_1^2 g^2 + 4a_{11}^2 g |y^*|} \right) \text{sign } y^*. \quad (29)$$

Тогда статическая ошибка будет определяться следующим выражением:

$$\begin{aligned} \Delta = y^* - y = \\ = y^* - \frac{m_1}{2a_{11}^2} \left(-m_1g + \sqrt{m_1^2 g^2 + 4a_{11}^2 g |y^*|} \right) \text{sign } y^*. \end{aligned} \quad (30)$$

Влияние параметров a_{11} и m_1 на статическую характеристику (30) показано на рис. 7, при построении которого значения коэффициента усиления регулятора g и величина сигнала задания y^* приняты единичными.

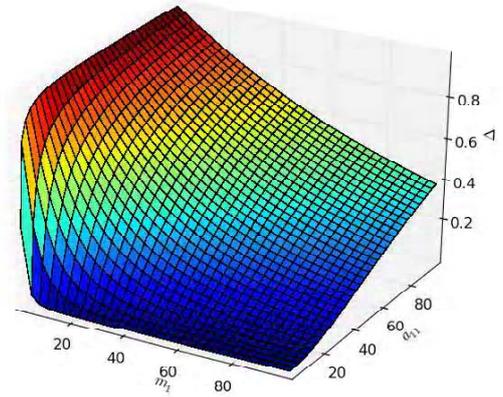


Рис. 7. Поле статических ошибок, вызванное изменением параметров объекта

Как следует из анализа распределения статической ошибки, показанного на рис. 7, увеличение коэффициента усиления m_1 приводит к снижению установившейся ошибки, а усиление внутренней обратной связи объекта управления вызывает повышение ошибки. В обоих случаях характер изменения ошибки является квадратичным.

Примечательным свойством зависимостей (29) и (30) является инвариантность к знаку параметра a_{11} , определяющего знак внутренней обратной связи объекта управления. Еще одной особенностью выражений (29) и (30) является возможность их распространения на класс систем управления электромеханическими объектами произвольного порядка при условии, что их динамика описывается уравнениями

$$p\eta_j = \sum_{i=1}^n a_{ij}\eta_i + m_n U; i, j \in [1, n] \quad (31)$$

и регулятор реализует оптимальное управление, которое является функцией аддитивной формы регулируемой величины и ее старших производных:

$$U_j = -\text{sqrt} \left[\sum_{i=1}^n V_{in} p^{i-j} \eta_j \right]. \quad (32)$$

Указанную особенность легко пояснить анализом алгоритма (32) для установившегося режима, в котором производные отклонения регулируемой величины от заданного значения обращаются в ноль, а управление (32) принимает вид

$$U_j = -\text{sqrt} [V_{jn} \eta_j] = \text{sqrt} [V_{jn} (y_j^* - y_j)] \quad (33)$$

аналогичный выражению (2).

Отметим, что в этом случае в качестве коэффициента g , входящего в выражение (30), следует принять коэффициент V_{jn} .

Кроме того, на основании выражения (30) можно определить значение установившейся ошибки управления в системах оптимального управления, алгоритмы которых используют информацию об отклонении регулируемой переменной и производных от компонент вектора состояния электромеханической системы

$$U_j = -\text{sqrt} \left[V_{1n} \eta_j + \sum_{i=j+1}^n V_{in} p \eta_i \right] \quad (34)$$

и в установившемся режиме вырождаются в управление (33).

В случае, когда оптимальное управление реализовано в пространстве отклонений координат возмущенного движения от их желаемых значений

$$U_j = -\text{sqrt} \left[\sum_{i=1}^n V_{in} \eta_i \right] \quad (35)$$

при определении статической ошибки по управлению возможны два варианта.

1. Характеристическое уравнение электромеханического объекта управления содержит один или более нулевых корней, т.е. возмущенное движение объекта управления описывается следующими уравнениями:

$$p \eta_k = \eta_{k+1}; p \eta_j = \sum_{i=1}^n a_{ij} \eta_i + m_n U; \quad i \in [1, n], j \in [1, n], k \in [1, n-1] \quad (36)$$

Замкнутая система управления, реализующая алгоритм (35), будет астатической, а значит, в статике управление (35) выродится в управление (33), что позволит использовать для определения значения установившейся ошибки выражение (30).

2. Характеристическое уравнение объекта управления, динамика которого описывается уравнениями (31), не имеет нулевых корней.

В этом случае в установившемся режиме координаты возмущенного движения связаны с регулируемой координатой коэффициентами усиления, которые определяются параметрами электропривода

$$y_j = k_i \cdot y_i \quad (37)$$

Тогда с учетом выражения (37) корректирующие жесткие обратные связи могут быть сведены к главной обратной связи с коэффициентом

$$K = 1 + \sum_{i=1, i \neq j}^n \frac{V_{in}}{k_i V_{jn}} \quad (38)$$

С учетом коэффициента (38) управление (35) в статическом режиме можно представить следующим образом:

$$U_j = \text{sqrt} \left[V_{jn} (y_j^* - K \cdot y_j) \right] \quad (39)$$

Для управления (39) и любого электромеханического объекта с учетом положительности коэффициента V_{jn} уравнение статической характеристики будет иметь вид

$$b_{11}^2 y + m_1 \sqrt{V_{jn} (y_j^* - K \cdot y_j)} \cdot \text{sign} (y_j^* - K \cdot y_j) = 0, \quad (40)$$

где коэффициент b_{11} учитывает статическую связь между координатами y_j и y_n ,

$$b_{11} = a_{11} / k_{1j}, \quad (41)$$

где

$$k_{1j} = y_j / y_n \quad (42)$$

Корнем этого уравнения является

$$y = \frac{m_1}{2b_{11}^2} \left(V_{jn} K \cdot m_1 - \sqrt{V_{jn}^2 K^2 m_1^2 + 4b_{11}^2 V_{jn} |y_j^*|} \right) \text{sign } y_j^* \quad (43)$$

На основании выражения (43) может быть определена статическая ошибка системы управления с алгоритмом (39):

$$\Delta = y^* - \frac{m_1}{2a_{11}^2} \left(V_{jn} m_1 K - \sqrt{V_{jn}^2 m_1^2 K^2 + 4V_{jn} b_{11}^2 |y_j^*|} \right) \text{sign } y_j^* \quad (44)$$

Выводы

Как показывает анализ полученных выражений, описывающих статические свойства электромеханических систем с квадратичной активационной функцией, установившиеся значения ошибки по управляющему воздействию нелинейно зависят от сигнала задания y^* , коэффициента усиления регулятора g и параметров объекта управления. Причем эта зависимость при одинаковых параметрах линейной и нелинейной систем управления обуславливает повышенную точность электромеханической системы с квадратичной активационной функцией и позволяет путем изменения параметров регулятора получить любые желаемые статические характеристики в диапазоне от абсолютно мягких до абсолютно жестких.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы / Д. П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
2. Садовой А. В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А. В. Садовой, Б. В. Сушин, Ю. В. Сохина. – К.: ИСИМО, 1996. – 298 с.
3. Мирошник И. В. Теория автоматического управления. Нелинейные и оптимальные системы / И. В. Мирошник – СПб.: Питер, 2006. – 272 с.
4. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы / Я. З. Цыпкин. – М.: Наука, 1974. – 576 с.

5. Башарин А. В. Управление электроприводами / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
6. Тэрано Т. Прикладные нечеткие системы / Т. Тэрано, И. Асаи, М. Сугэно. – М.: Мир, 1993. – 368 с.
7. Емельянов С. В. Новые типы обратной связи: Управление при неопределенности / С. В. Емельянов, С. К. Корвин – М.: Наука. Физматлит, 1997. – 352 с.
8. Волянский Р. С. Выбор функционала качества, минимизация которого обеспечивает возникновение скользящего режима 2-го порядка / Р. С. Волянский, С. С. Роечко, К. А. Калужный // Сборник научных трудов «Проблемы недропользования», Санкт-Петербургский государственный горный институт им. Г. В. Плеханова (технический университет): СПб, 2010, Ч.1. – С. 208–211.
9. Волянский Р. С. Синтез оптимальной системы управления с иррациональной активационной функцией / Р. С. Волянский, А. В. Садовой // Вестник НТУ «ХПИ» «Проблемы автоматизированного электропривода» (Теория и практика), вып. 28. – 2010. – С. 49–51.

Надійшла до редакції 20.02.2011

Волянский Р.С., Садовой О.В. Статичні характеристики електромеханічних систем з квадратичною активаційною функцією. Математичні основи

Сформульовано умови усталеної роботи замкненої електромеханічної системи з квадратичною активаційною функцією. Отримано рівняння для помилок керування в усталеному режимі при використанні різних оптимальних регуляторів. Наведено картини розподілу значень статичних помилок у функції від задавального впливу, параметрів об'єкта і регулятора.

Ключові слова: оптимальне керування, статична характеристика, нелінійна активаційна функція, помилка керування, замкнена електромеханічна система.

Volianskiy R., Sadovoy A. Static characteristics of electromechanical systems with quadratic activation function. Mathematical base

The authors state the condition of steady work of a closed loop electromechanical system with quadratic activation function. Equations are derived describing steady state control errors when different optimal regulators are used. Distribution patterns of static error values as a function of stimulus and object and regulator parameters are presented.

Key words: optimal control, static characteristics, nonlinear activation function, control error, closed loop electromechanical system.

УДК 621.797

Канд. техн. наук Н. Я. Островерхов, Н. П. Бурик

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

УПРАВЛЕНИЕ КООРДИНАТАМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВАНИИ КОНЦЕПЦИИ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ ПРИ МИНИМИЗАЦИИ ЛОКАЛЬНЫХ ФУНКЦИОНАЛОВ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ЭНЕРГИЙ

Указанный в заглавии метод применяется для улучшения качества управления скоростью электропривода, обеспечивает слабую чувствительность к параметрическим возмущениям и простую декомпозицию системы.

Ключевые слова: концепция обратных задач динамики, желаемое качество управления, регулятор, параметрическое возмущение.

Введение

Одной из проблем практического применения законов управления координатами электроприводов, полученных на основании методов классической теории автоматического управления, является необходимость наличия полной и достоверной информации о струк-

туре и параметрах математической модели объекта управления, потому что эти законы по своей природе являются компенсационного типа. К примеру, передаточные функции регуляторов тока, скорости, положения и других координат электропривода, настроенные на широко применяемый модульный или симметрич-

ный оптимум, компенсируют соответствующие звенья объекта управления с целью получения требуемой передаточной функции контура управления [1, 2]. В результате для обеспечения заданного качества управления требуются точные значения параметров объекта, а при их изменении – дополнительные алгоритмы идентификации или адаптации, что увеличивает сложность и громоздкость системы управления. Эта проблема обусловлена тем, что в ходе оптимизации ставится задача достижения абсолютного минимума функционала качества.

Другая проблема возникает при управлении взаимосвязанными и нелинейными объектами электропривода, например, при скалярном и векторном управлении двигателями переменного тока, при двухзонном управлении скоростью двигателя постоянного тока, при управлении координатами механизмов со сложной кинематикой. В этом случае традиционные законы управления координатами электропривода на основе классической теории управления получаются в результате статической декомпозиции на относительно независимые подсистемы, линеаризации уравнений математической модели, введения линеаризующих связей, эффективность которых снова зависит от точных значений параметров и координат электропривода [2, 3].

Указанные проблемы электропривода можно решить с помощью законов на основании концепции обратных задач динамики, развиваемых в последние десятилетия для управления сложными механическими системами и летательными аппаратами [4–6].

Традиционно в науке приоритетной была прямая задача динамики, когда на основании математической модели объекта, его первоначального состояния и известном законе управления требуется найти траекторию движения системы. Эта задача сводится к аналитическому или численному решению систем дифференциальных уравнений, которая с развитием моделирующих компьютерных программ утратила свою остроту.

Развитие обратной задачи динамики обусловлено современной проблемой управления сложными объектами, в ходе которого требуется отыскать управляющее воздействие по известной математической модели объекта, его первоначальному состоянию и заданной траектории движения. То есть, содержанием обратной задачи динамики является отыскание закона управления, при котором система обладала бы наперед заданными динамическими и статическими свойствами. При этом поиск управляющих воздействий осуществляется при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий движения, в роли которых выступают полная механическая или кинетическая энергия, а также их производные [5, 6], описываемые в теоретической механике понятием «обобщенная энергия». Характерной особенностью

оптимизации является достижение не абсолютного минимума функционала качества, а некоторого минимального значения, обеспечивающего допустимую по техническим условиям динамическую ошибку системы.

Опыт управления механическими системами [4–6] вполне возможно распространить и на управление координатами электроприводов. Основанием для этого является метод электромеханических аналогий, в рамках которого кинетической, потенциальной и энергии диссипации соответствует энергия магнитного и/или электрического поля, а также энергия потерь в электромагнитной системе.

Цель работы состоит в повышении качества управления координатами электроприводов путем синтеза законов управления на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий. Полученные законы управления обеспечивают слабую чувствительность к параметрическим и координатным возмущениям, осуществляют динамическую декомпозицию взаимосвязанной системы, не содержат дифференцирующих звеньев, что обуславливает их практическую реализацию. Существенным преимуществом метода является определение законов управления без традиционного решения оптимизационной задачи, так как они записываются непосредственно по виду дифференциального уравнения объекта управления и по дифференциальному уравнению, которым задается желаемое качество управления замкнутого контура управления.

Результаты исследования

Желаемое качество замкнутого контура управления координатой электропривода, согласно концепции обратной задачи динамики [5–7], задается дифференциальным уравнением вида

$$\frac{d^n z}{dt^n} + \dots + \gamma_i \frac{d^i z}{dt^i} + \dots + \gamma_0 z = \beta_m \frac{d^m x^*}{dt^m} + \dots + \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} + \dots + \beta_0 x^* \quad (1)$$

Коэффициенты уравнения γ_i и β_i определяют характер и длительность переходного процесса выходной координаты z при движении по заданной траектории x^* , где x^* – дифференцированная по времени необходимое количество раз функция; $m < n$. К примеру, желаемая передаточная функция замкнутого контура управления, полученная по уравнению (1) для $n = 3$ и $m = 1$, имеет вид

$$W_3(p) = \frac{z(p)}{x^*(p)} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0} \quad (2)$$

Соответствующая ей передаточная функция разомкнутого контура управления равна

$$W_p(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^3 + \gamma_2 p^2 + (\gamma_1 - \beta_1)p + (\gamma_0 - \beta_0)} \quad (3)$$

Из функции (3) видно, что для получения системы с астатизмом первого порядка $\nu = 1$ необходимо задать значения коэффициентов $\beta_0 = \gamma_0$

$$W_p(p) = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p[p^2 + \gamma_2 p + (\gamma_1 - \beta_1)]} \quad (4)$$

а с астатизмом второго порядка $\nu = 2$ – установить $\beta_0 = \gamma_0$ и $\beta_1 = \gamma_1$

$$W_p(p) = \frac{\beta_1 p + \beta_0}{p^2(p + \gamma_2)} \quad (5)$$

Заданная добротность по скорости системы (4) определяется выражением $D_\omega^3 = \beta_0 / (\gamma_1 - \beta_1)$, а добротность по ускорению системы (5) равняется $D_\omega^3 = \beta_0 / \gamma_2$.

Порядок n уравнения (1) может быть разным для каждого замкнутого контура электропривода в соответствии с требованиями к качеству управления и обычно равен или на единицу больше порядка объекта управления. Структура и параметры уравнения желаемого качества управления (1) задаются такими, чтобы возмущенное движение было асимптотически устойчивым. Для уравнения третьего порядка это условие, согласно критерию Гурвица, выполняется при значениях $\gamma_0 > 0$; $\gamma_1 > 0$; $\gamma_2 > 0$ и $\gamma_1 \gamma_2 > \gamma_0$, а для второго и первого порядка – при положительных значениях коэффициентов. Связь между коэффициентами уравнения (1) и показателями качества управления, такими как время регулирования, вид переходного процесса, перерегулирование, легко устанавливается с помощью известных методов, например, корневых или частотных, стандартных полиномов Ньютона или Баттерворта, с последующим уточнением путем моделирования.

Методика синтеза законов управления координатами электроприводов излагается на примере очень известной и широко распространенной системы подчиненного регулирования скоростью двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 1). Для простоты изложения материала, в системе приняты единичные обратные связи по скорости двигателя ω и току якоря I .

Синтез закона управления контура тока якоря. Случай 1. Как и для традиционной системы, синтез начинается с внутреннего контура тока якоря, состоящего из регулятора тока РТ, силового преобразователя ТП и звена якорной цепи двигателя, представляемого аperiodическим звеном первого порядка. На вход контура поступает сигнал задания тока I^* , а в контуре присутствует координатное возмущение, обусловленное действием ЕДС двигателя E . Если пренебречь некомпенсированной постоянной времени T_μ и действием ЕДС, то объект управления регулятора тока описывается дифференциальным уравнением первого порядка

$$\dot{I} + a_0 I = b_0 u, \quad (6)$$

где $a_0 = 1/T_\mu$; $b_0 = k_n / (R_{\Sigma} T_\mu)$; T_μ , R_{Σ} – электромагнитная постоянная времени и сопротивление якорной цепи двигателя; k_n – коэффициент передачи силового преобразователя.

Для объекта первого порядка (6) порядок уравнения желаемого качества управления током якоря вида (1) также принимается равным единице $n = 1$

$$\dot{z} + \gamma_0 z = \gamma_0 I^* \quad (7)$$

с обеспечением астатизма первого порядка $\nu = 1$ и заданной добротностью по скорости $D_\omega^3 = \gamma_0$. С помощью коэффициента $\gamma_0 = 3/t_{mn}$ задается требуемая длительность t_{mn} аperiodического, то есть без перерегулирования, переходного процесса тока якоря.

Требуется найти такую управляющую функцию регулятора тока u , чтобы качество управления током якоря I приближалось к желаемому, заданному урав-

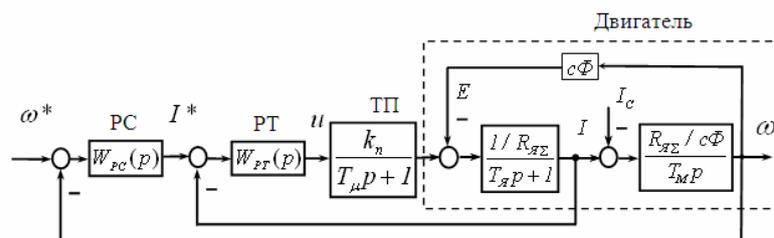


Рис. 1. Структурная схема электропривода

нением (7). Степень приближения реального процесса управления током к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по индуктивности энергию первой производной магнитного поля

$$G(u) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{I}(t, u)]^2. \quad (8)$$

Нахождение управляющей функции $u = u(I)$ классическими методами по условию достижения абсолютного минимума функционала

$$\min_u G(u) = 0 \quad (9)$$

приводит к традиционному закону управления компенсационного типа, для реализации которого требуется точная информация о структуре и параметрах объекта (6), в частности, о значении коэффициента передачи преобразователя k_n , суммарного электрического сопротивления якорной цепи $R_{я\Sigma}$ и электромагнитной постоянной времени T_n . Отклонение параметров от расчетных значений приводит к ухудшению качества управления.

Этот недостаток устраняется, если отказаться от точного выполнения условия (9), а лишь ограничиться требованием, чтобы значение функционала (8) принадлежало некоторой окрестности экстремального минимума, обеспечивающей допустимую по техническим условиям динамическую ошибку $|z(t) - I(t)| \leq \varepsilon$. Для этого минимизация функционала осуществляется по градиентному закону первого порядка [5–7]

$$\frac{du(t)}{dt} = -\lambda_t \frac{dG(u)}{du}, \quad (10)$$

где $\lambda_t > 0$ – константа.

С учетом (6) и (8) производная функционала равна

$$\frac{dG(u)}{du} = -b_0(\dot{z} - \dot{I}). \quad (11)$$

После подстановки (11) в (10) находится закон управления током якоря

$$\dot{u}(t) = k_i(\dot{z} - \dot{I}), \quad (12)$$

где $k_i = b_0\lambda_t = \text{const}$ – коэффициент усиления регулятора тока.

Необходимое условие сходимости процесса минимизации функционала при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(u)}{du} > 0; \quad G(u) \rightarrow 0 \quad (13)$$

выполняется согласно правилу знаков

$$\text{sign}(k_i) = \text{sign}(b_0). \quad (14)$$

Переменная \dot{z} в законе управления (12) исполняет роль требуемой (заданной) производной тока якоря, которая определяется в реальном времени из уравнения желаемого качества (7) путем замыкания обратной связью по току $z = I$

$$\dot{z} = \gamma_0(I^* - I). \quad (15)$$

Окончательно закон управления током якоря принимает вид после интегрирования обеих частей уравнения (12) с учетом (15)

$$u(t) = k_i(z - 1), \quad z = \gamma_0 \int (I^* - I) dt. \quad (16)$$

На основании уравнения (16) построена структурная схема регулятора тока якоря типа 101 ($n = 1; m = 0; v = 1$) [7], показанная на рис. 2. Как видно из рисунка, регулятор содержит только параметр желаемого закона управления γ_0 .

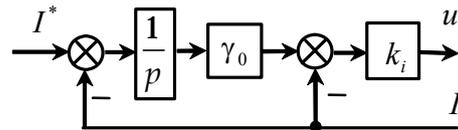


Рис. 2. Структурная схема регулятора тока типа 101

Уравнение замкнутого контура тока якоря

$$\ddot{I} + (a_0 + b_0k_i)\dot{I} + b_0k_i\gamma_0I = b_0k_i\gamma_0I^*, \quad (17)$$

полученное после подстановки в уравнение объекта (6) закона управления (12) с учетом (15), показывает, что замкнутая система (17) является устойчивой даже при неограниченном увеличении коэффициента усиления регулятора тока $k_i \rightarrow \infty$, так как согласно критерию Гурвица коэффициенты уравнения положительные

$$(a_0 + b_0k_i) > 0; \quad b_0k_i\gamma_0 > 0. \quad (18)$$

С увеличением коэффициента усиления регулятора динамические процессы в контуре тока, которые описываются уравнением (17), приближаются к желаемым, заданным уравнением (7), что очевидно при $k_i \rightarrow \infty$, если все члены уравнения (17) разделить на коэффициент b_0k_i .

Важной задачей является определение свойств контура тока при конечных значениях коэффициента усиления регулятора. Согласно передаточной функции разомкнутого контура тока, полученной на основании (17)

$$W_{pl}(p) = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{p[p + (a_0 + b_0 k_i)]}. \quad (19)$$

токовый контур обладает заданным астатизмом первого порядка $\nu = 1$ и добротностью по скорости, равной

$$D_\omega = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{a_0 + b_0 k_i} = \frac{\gamma_0}{a_0 / b_0 k_i + 1} = \frac{\gamma_0}{R_{\Sigma} / k_n k_i + 1}. \quad (20)$$

Условием обеспечения допустимой динамической ошибки тока якоря является соизмеримая заданная и реальная добротность $D_\omega = D_\omega^3$, что выполняется при большом коэффициенте усиления регулятора тока k_i .

Минимально-допустимые значения коэффициента усиления определяются из условия, согласно которому быстродействие контура управляющей функции u должно быть выше желаемого быстродействия контура тока

$$k_{i(\min)} \geq \gamma_0 R_{\Sigma} T_j / k_n. \quad (21)$$

В контуре тока находится малая постоянная времени силового преобразователя T_μ , которая не учитывалась при синтезе закона управления. Оценка влияния этой неучтенной инерционности на динамические свойства контура тока осуществляется с помощью уравнения замкнутой системы, полученного аналогично (17)

$$T_\mu \ddot{I} + (1 + a_0 T_\mu) \dot{I} + (a_0 + b_0 k_i) I + b_0 k_i \gamma_0 I = b_0 k_i \gamma_0 I^*. \quad (22)$$

Согласно критерию Гурвица для устойчивости контура тока, описываемого уравнением (22), требуется выполнение следующего условия

$$(1 + a_0 T_\mu)(a_0 + b_0 k_i) > T_\mu b_0 k_i \gamma_0. \quad (23)$$

которое в результате предельного перехода превращается в неравенство

$$\gamma_0 < \frac{T_j + T_\mu}{T_j T_\mu}. \quad (24)$$

Таким образом, наличие в контуре малой постоянной времени T_μ ограничивает максимально допустимое желаемое быстродействие контура тока, задаваемое коэффициентом γ_0 .

Контур тока якоря. Случай 2. Недостатком регулятора тока якоря, изображенного на рис. 2, является необходимость установления высокого коэффициента

усиления k_i , требуемого для достижения заданной добротности (20). Этот недостаток исключается, если синтезировать закон управления на основании уравнения желаемого качества, порядок которого $n = 2$ на единицу выше порядка уравнения объекта (6)

$$\ddot{z} + \gamma_1 \dot{z} + \gamma_0 z = \gamma_0 I^*. \quad (25)$$

Применение вышеизложенной методики дает следующий закон управления током якоря:

$$u(t) = k[z - 1], \quad z = \int f_0 dt,$$

$$f_0 = \gamma_0 \int (I^* - I) dt - \gamma_1 I. \quad (26)$$

По уравнениям (26) построена структурная схема регулятора тока якоря типа 201 [7], представленная на рис. 3. Как видно на рисунке, этот регулятор также содержит только параметры желаемого закона управления γ_0, γ_1 , с помощью которых устанавливается требуемый вид и время переходного процесса, а также перерегулирование тока якоря.

Регулятор не содержит параметров объекта управления, что характерно для традиционных законов.

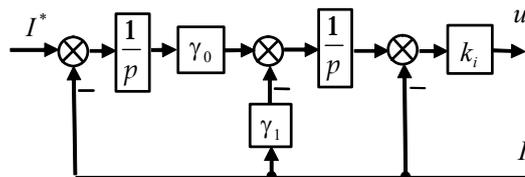


Рис. 3. Структурная схема регулятора тока типа 201

Из передаточной функции разомкнутого контура тока для данного закона управления

$$W_{pl}(p) = \frac{b_0 k_i \gamma_0}{p[p^2 + (a_0 + b_0 k_i)p + b_0 k_i \gamma_1]} \quad (27)$$

видно, что токовый контур обладает заданным астатизмом первого порядка $\nu = 1$ и добротностью по скорости, равной заданной

$$D_\omega = D_\omega^3 = \gamma_0 / \gamma_1. \quad (28)$$

Контур скорости. Случай 1. Контур скорости состоит из оптимизированного внутреннего контура тока якоря и интегрирующего звена, представляющего электромеханическую часть электропривода. На вход контура поступает сигнал задания скорости ω^* . В контуре присутствует возмущение I_c , обусловленное действием статической нагрузки. При синтезе закона управления регулятора скорости пренебрегается инерционностью оптимизированного контура тока, кото-

рая с некоторым допущением может быть охарактеризована коэффициентом γ_0 желаемого уравнения замкнутого контура тока (7).

После таких допущений объект управления регулятора скорости описывается следующим дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\dot{\omega} = b_{0\omega} I^* , \quad (29)$$

где $b_{0\omega} = R_{\Sigma} / (T_M c\Phi)$; T_M – электромеханическая постоянная времени; $c\Phi$ – коэффициент цепи возбуждения двигателя.

Для объекта первого порядка (29) порядок уравнения желаемого качества управления скоростью также принимается равным единице с обеспечением астатизма первого порядка и заданной добротностью по скорости $D_{\omega}^3 = \alpha_0$

$$\dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_0 \omega^* . \quad (30)$$

Коэффициентом $\alpha_0 = 3/t_{nn}$ задается требуемая длительность t_{nn} апериодического переходного процесса скорости.

Необходимо найти управляющую функцию регулятора скорости I^* , чтобы качество управления скоростью ω приближалось к желаемому, заданному уравнением (29). Степень приближения реального процесса к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по моменту инерции энергию первой производной кинетической энергии

$$G(I^*) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, I^*)] . \quad (31)$$

Минимизация функционала, как и для контура тока, осуществляется по градиентному закону первого порядка

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -\lambda_{\omega} \frac{dG(I^*)}{dI^*} , \quad (32)$$

где $\lambda_{\omega} > 0$ – константа.

С учетом (29) и (31) производная функционала равна

$$\frac{dG(I^*)}{dI^*} = -b_{0\omega} (\dot{z} - \dot{\omega}) . \quad (33)$$

После подстановки (33) в (32) находится закон управления скоростью

$$\dot{I}^*(t) = k_{\omega} (\dot{z} - \dot{\omega}) , \quad (34)$$

где $k_{\omega} = b_{0\omega} \lambda_{\omega} = \text{const}$ – коэффициент усиления регулятора скорости.

Переменная \dot{z} в законе управления (34) исполняет роль требуемого ускорения, которая определяется в реальном времени из уравнения желаемого качества (30) путем замыкания обратной связи по скорости $z = \omega$

$$\dot{z} = \alpha_0 (\omega^* - \omega) . \quad (35)$$

Окончательно закон управления скоростью принимает вид после интегрирования обеих частей уравнения (34) с учетом (35)

$$I^*(t) = k_{\omega} (z - \omega) , \quad z = \alpha_0 \int (\omega^* - \omega) dt . \quad (36)$$

На основании уравнения (36) построена структурная схема регулятора скорости типа 101 [7], показанная на рис. 4. Регулятор скорости содержит только параметр желаемого закона управления и не содержит параметров объекта управления, что характерно для традиционных законов.

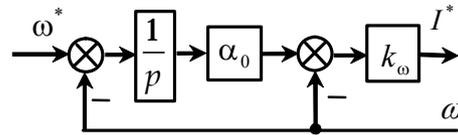


Рис. 4. Структурная схема регулятора скорости типа 101

С увеличением коэффициента усиления регулятора скорости динамические процессы в контуре приближаются к желаемым, заданным уравнением (30). Система согласно критерию Гурвица является асимптотически устойчивой даже при неограниченном увеличении коэффициента усиления регулятора скорости $k_{\omega} \rightarrow \infty$, что видно из уравнения замкнутого контура скорости

$$\ddot{\omega} + b_{0\omega} k_{\omega} \dot{\omega} + b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0 \omega = b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0 \omega^* . \quad (37)$$

Передаточная функция разомкнутого контура скорости

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_{\omega} \alpha_0}{p(p + b_{0\omega} k_{\omega})} \quad (38)$$

показывает, что система обладает заданным астатизмом первого порядка и заданной добротностью по скорости, равной $D_{\omega} = D_{\omega}^3 = \alpha_0$, при умеренных коэффициентах усиления регулятора k_{ω} . Оценка влияния неучтенной при синтезе инерционности контура тока на динамические свойства контура скорости осуществляется с помощью характеристического уравнения замкнутой системы

$$T_1 T_0 p^3 + T_0 p^2 + k_{\omega} p + k_{\omega} \alpha_0 = 0 , \quad (39)$$

где $T_1 = 1/\gamma_0$, $T_0 = 1/b_{0\omega} = T_M c\Phi / R_{я\Sigma}$ – постоянная времени желаемого контура тока и объекта управления скоростью. Согласно (39) для устойчивости контура скорости требуется выполнение следующего условия: $T_0 k_\omega > T_1 T_0 k_\omega \alpha_0$, которое превращается в неравенство $\alpha_0 < \gamma_0$. Таким образом, инерционность контура тока ограничивает желаемое быстродействие контура скорости.

Контур скорости. Случай 2. Показанный на рис. 4 регулятор скорости типа 101 обеспечивает астатизм первого порядка. Если по технологическим условиям требуется астатизм второго порядка $n = 2$, то закон управления скоростью синтезируется по уравнению желаемого качества, порядок которого $n = 2$ на единицу выше порядка уравнения объекта (29)

$$\ddot{z} + \alpha_1 \dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_1 \dot{I}^* + \alpha_0 I^* . \quad (40)$$

В результате закон управления скоростью принимает вид

$$I^*(t) = k_\omega [z - \omega], \quad z = \int f_0 dt ,$$

$$f_0 = \alpha_0 \int (\omega^* - \omega) dt + \alpha_1 (\omega^* - \omega) . \quad (41)$$

Структурная схема регулятора скорости типа 212 [7], которая построена по уравнениям (41), представлена на рис. 5. Этот регулятор также содержит только параметры желаемого закона управления α_0 , α_1 , с помощью которых устанавливается требуемый вид, перерегулирование и время переходного процесса скорости.

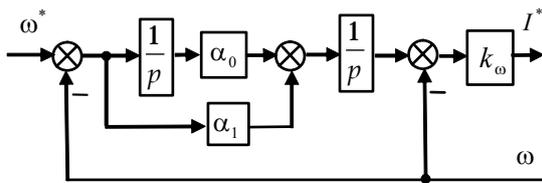


Рис. 5. Структурная схема регулятора скорости типа 212

Из передаточной функции разомкнутого контура скорости для закона управления (41)

$$W_{p\omega}(p) = \frac{b_{0\omega} k_\omega \alpha_1 p + b_{0\omega} k_\omega \alpha_0}{p^2 [p + b_{0\omega} k_\omega]} \quad (42)$$

видно, что контур обладает заданным астатизмом второго порядка $\nu = 2$ и добротностью по ускорению, равной заданной

$$D_\varepsilon = D_\varepsilon^3 = \alpha_0 . \quad (43)$$

Исследование качества управления системы подчиненного регулирования скоростью проведено путем моделирования при действии параметрического возмущения в виде двукратного увеличения момента инерции электропривода с $0,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ (расчетное значение) до $0,6 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Двигатель постоянного тока имеет следующие данные: $P_n = 5,3 \text{ кВт}$ – номинальная мощность; $U_n = 220 \text{ В}$ – номинальное напряжение; $I_n = 28 \text{ А}$ – номинальный ток якоря; $n_n = 1500 \text{ об/мин}$ – номинальная частота вращения; $M_n = 34 \text{ Нм}$ – номинальный момент; $\eta_n = 0,855$ – номинальный КПД; $R_{я\Sigma} = 0,416 \text{ Ом}$ – сопротивление якорной цепи; $c\Phi = 1,36 \text{ Вc}$ – коэффициент цепи возбуждения; $T_n = 0,067 \text{ с}$, $T_M = 0,068 \text{ с}$ – электромагнитная и электромеханическая постоянная времени. Силовой преобразователь характеризуется коэффициентом передачи $k_n = 23$ и постоянной времени $T_u = 0,01 \text{ с}$. Параметры регулятора тока типа 101 (рис. 2) равны $\gamma_0 = 100$, $k_i = 400$. В ходе моделирования осуществлялся плавный пуск вхолостую за время 1 с по линейно-нарастающему закону с последующим набросом номинальной нагрузки на 2 с процесса.

На рис. 6, а и рис. 6, б представлены графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе регулятора скорости типа 101 с параметрами $\alpha_0 = 30$, $k_\omega = 200$ (рис. 4). Как видно с рисунков, параметрическое возмущение практически не влияет на вид переходных процессов, графики которых сливаются при расчетном и увеличенном вдвое моменте инерции электропривода. Разгон без перерегулирования до скорости 100 рад/с происходит с установившейся динамической ошибкой около 3,3 рад/с. Статическая ошибка равна нулю, а при набросе нагрузки динамическая ошибка достигает незначительного значения 0,03 рад/с.

На рис. 6, в и рис. 6, г показаны графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе регулятора скорости типа 212 с параметрами $\alpha_0 = 4000$, $\alpha_1 = 70$, $k_\omega = 2000$, обеспечивающего астатизм второго порядка (рис. 5). Как видно с рисунков, графики переходных процессов сливаются при расчетном и увеличенном вдвое моменте инерции электропривода. Разгон с перерегулированием менее одного процента до скорости 100 рад/с происходит без установившейся динамической ошибки. Максимальная динамическая ошибка в начале пуска составляет 0,8 рад/с. Статическая ошибка равна нулю, а при набросе нагрузки динамическая ошибка достигает незначительного значения 0,05 рад/с.

Для сравнения полученных результатов представлены графики переходных процессов скорости и ее ошибки при работе традиционных ПИ-регуляторов

тока и скорости, настроенных на модульный (технический) и симметричный модули соответственно. Увеличение момента инерции электропривода в два раза (графики пунктирной линией на рис. 6, д и рис. 6, е приводит к затягиванию переходных процессов и уве-

личению максимальной динамической ошибки при разгоне с 3,3 рад/с до 4,7 рад/с. При набросе нагрузки динамические ошибки составляют 3,3 рад/с и 2,5 рад/с, что значительно выше, чем у предложенной системы.

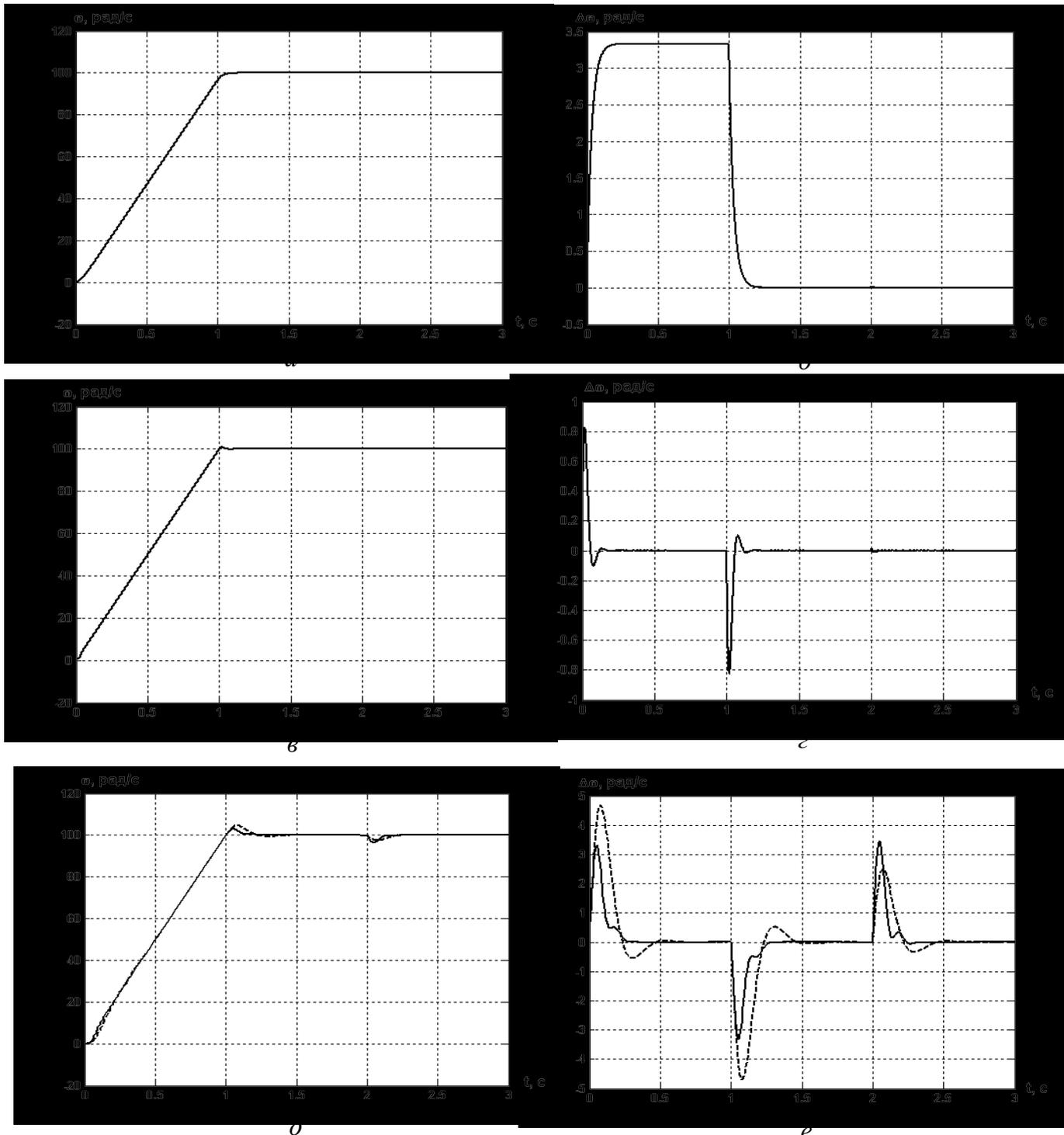


Рис. 6. Графики переходных процессов

Выводы

Предложенный метод синтеза законов управления координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергии обеспечивает высокое качество управления в статическом режиме и во время переходных процессов в условиях действия параметрических и координатных возмущений без применения дополнительных алгоритмов адаптации или идентификации параметров. Для построения структуры регуляторов не нужна детальная математическая модель объекта управления. Закон управления записывается по уравнению объекта и по дифференциальному уравнению, с помощью которого задается желаемое качество управления координатой, поэтому не требуется решать традиционную оптимизационную задачу. Простоту практической реализации полученных законов управления обуславливает также отсутствие дифференцирующих звеньев и сохранение устойчивости при неограниченном увеличении коэффициентов усиления регуляторов.

На примере синтеза регуляторов тока и скорости широко распространенной системы подчиненного регулирования изложена методика получения законов управления, а также произведено сравнение качества управления с традиционной системой. Увеличение в предложенной системе вдвое момента инерции электропривода практически не влияет на вид переходных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Башарин А. В. Управление электроприводами / А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л. : Энергоиздат, 1982. – 392 с.
2. Терехов В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М. : Академия, 2005. – 300 с.
3. Белов М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Раскудов. – М. : Академия, 2007. – 576 с.
4. Черноусько Ф. Л. Декомпозиция и субоптимальное управление в динамических системах / Черноусько Ф. Л. // ПММ. – 1990. – Т. 54. – Вып. 6. – С. 883–893.
5. Крутько П. Д. Симметрия – методологическая основа формулирования обратных задач динамики и методов их решения / П. Д. Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2004. – № 1. – С. 5–26.
6. Крутько П. Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов / П. Д. Крутько // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005. – № 2. – С. 120–140.
7. Островерхов Н. Я. Метод синтеза регуляторов электромеханических систем на основании концепции обратных задач динамики в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергии движения / Н. Я. Островерхов // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков : НТУ «ХПИ», 2008. – № 30. – С. 105–110.

Надійшла до редакції 15.02.2011

Островерхов М.Я., Бурик М.П. Керування координатами електроприводів на основі концепції зворотних задач динаміки при мінімізації локальних функціоналів енергій

Вказаний у заголовку метод застосовується для підвищення якості керування швидкістю електроприводу, забезпечує слабку чутливість до параметричних збурень та просту декомпозицію системи.

Ключові слова: *концепція зворотних задач динаміки, бажана якість керування, регулятор, параметричне збурення.*

Ostroverkhov N., Buryk N. Control of coordinates electric drives based on the concept of inverse dynamics problems for minimization local functionals momentary values of energy

Mentioned in title method used to improve the quality of the speed control of electric drives, provides weaken sensitivity to parametric indignations and simple decomposition of the system.

Key words: *concept of the inverse dynamics problems, desired quality of control, regulator, parametric indignation.*

Д-р техн. наук П. Д. Андриенко¹, канд. техн. наук И. А. Орловский²,
канд. техн. наук В. П. Метельский²

¹ НДІ «Перетворювач» м. Запоріжжя, ² Запоріжський національний технічний університет

СИНТЕЗ БАЗОВОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ В ВИДЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С НЕ ПОЛНОСТЬЮ ИЗВЕСТНОЙ СТРУКТУРОЙ

Приведен метод синтеза в виде модифицированных рекуррентных нейронных сетей (МРНС) математических моделей электромеханических систем (ЭМС) с не полностью известной структурой по данным режима работы на примере модели асинхронного тягового электропривода (АТЭП) дизель-поезда (ДП) ДЭЛ-02.

Ключевые слова: математическая модель, электромеханическая система, модифицированная рекуррентная нейронная сеть, дизель-поезд, асинхронный тяговый электропривод.

Для повышения технико-экономических показателей (скорости движения, экономичности, простоты обслуживания) в ДП серии ДЕЛ производства ХК «Лугансктепловоз» применен АТЭП, что стало возможным благодаря созданию мощных полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов [1]. В настоящее время четыре ДП находятся в эксплуатации и три в разработке. При создании систем управления АТЭП ДП возникают проблемы, вызванные изменяющимися условиями работы ДП; сложностью математического описания совместной работы дизеля, генератора, механического движения ДП и его частей; существованием фрагментов объекта с не известной структурой математического описания; особенностями моторвагонной тяги и нелинейностями параметров АТЭП ДП [2]. Разработка самонастраивающихся систем управления с использованием средств искусственного интеллекта [3–5] ДП является актуальной.

При проектировании системы управления АТЭП ДП и при оптимальной ее настройке в процессе работы целесообразно использовать математическую модель ЭМС. В работе [6] методом моделирования исследована усовершенствованная система управления АТЭП с учетом механической части ДП. Оптимальная настройка регуляторов сложных ЭМС выполнена генетическими алгоритмами с использованием математической модели [5]. В работах [6–8] разработан метод синтеза математической модели в виде МРНС узлов АТЭП ДП по данным режима его работы при полностью известной (детерминированной) структуре математической модели.

На практике при разработке математической модели ЭМС известной является базовая структура модели, а точное знание деталей отсутствует. Это связано с рядом причин:

- ноу-хау разработчиков (узлы устройства могут рассматриваться как «черный» ящик);

- упрощенным математическим описанием процессов в объекте;

- отсутствием для отдельных узлов даже приближенных математических моделей.

Таким образом, любая ЭМС может рассматриваться как система с не полностью известной структурой математической модели. При этом могут быть известны определенные принципы ее построения.

Исходя из проведенного анализа, возникает задача разработки метода синтеза математической модели в виде МРНС для не полностью известной структуры ЭМС по данным режима ее работы. Ниже изложен алгоритм синтеза такой системы.

Структура математической модели в виде МРНС динамического нелинейного объекта строится по математическому описанию его работы в пространстве состояний [6–8] согласно следующей системе уравнений:

$$\dot{x}_B = A_B x_B + B_B u_B, \quad (1)$$

где x_B – базовый вектор состояния объекта,

$x_B = [x_1, x_2, \dots, x_q]^T$; u_B – базовый вектор входных

сигналов, $u_B = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T$; A_B – базовая матрица нелинейных коэффициентов, размером $q \times q$;

B_B – базовая матрица нелинейных коэффициентов, размером $q \times m$. Считаем, что измеряется весь вектор состояния и выход объекта равен вектору состояний.

Поиск структуры не известной части математической модели выполняется добавлением к базовой структуре различных наиболее вероятных фрагментов структур. При этом возможно появление новых диф-

ференциальных уравнений. Поиск структуры не известной части математической модели выполняется добавлением к базовой структуре различных наиболее вероятных фрагментов структур. При этом возможно появление новых диф-

ференциальных уравнений, что приводит к увеличению числа элементов вектора состояния a , следовательно, числа рекуррентных нейронов; новых уточняющих членов при описании нелинейностей и, в результате чего, добавлению элементов матриц A_B и B_B ; новых, не учитываемых ранее входных воздействий и, следовательно, добавлению элементов входного вектора u_B . Тогда система уравнений (1) примет следующий вид:

$$\dot{x}_{BD} = A_{BD}x_{BD} + B_{BD}u_{BD}, \quad (2)$$

где x_{BD} – расширенный элементами $x_{q+1}, x_{q+2}, \dots, x_Q$ вектор состояния объекта, $x_{BD} = [x_1, x_2, \dots, x_q, x_{q+1}, x_{q+2}, \dots, x_Q]^T$; u_{BD} –

расширенный элементами $u_{m+1}, u_{m+2}, \dots, u_M$ вектор входных сигналов,

$u_{BD} = [u_1, u_2, \dots, u_m, u_{m+1}, u_{m+2}, \dots, u_M]^T$; A_{BD} , B_{BD} – расширенные матрицы нелинейных коэффициентов, размеров $Q \times Q$ и $Q \times M$ соответственно.

Так как происходит добавление элементов вектора состояния, вектора входных сигналов, матриц A_B и B_B , то, в соответствии с этим, формируются дополнительные структуры в МРНС, реализуемые дополнительными блоками (рис. 1). В связи с изменением структуры корректируются алгоритмы обучения МРНС. Дополнительные блоки на рис. 1 показаны штриховыми линиями.

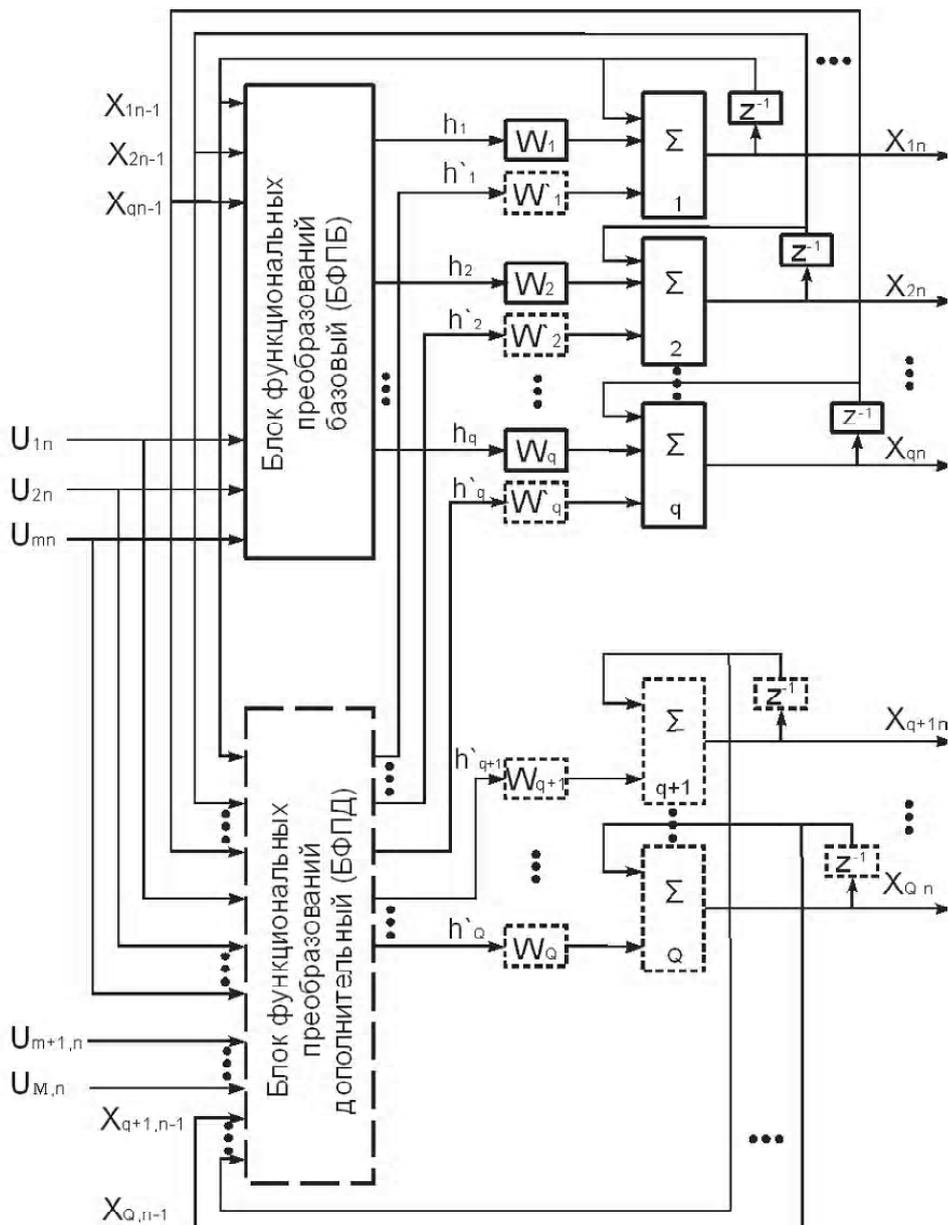


Рис. 1. Общий вид МРНС с изменяющейся структурой

Для обучения весовых коэффициентов базовой модели МРНС по данным режима работы измеряются через одинаковые такты времени (например, через 0,01 с) базовые векторы x_B , u_B и выполняются функциональные преобразования сигналов базовым блоком функциональных преобразований БФПБ для вычисления векторов h_i ($i = 1, \dots, q$). По значениям этих векторов и приращений за такт измерений элементов базового вектора состояния x_B для заданного набора данных осуществляется расчет или обучение весовых коэффициентов МРНС по методам, описанным в работах [6–8]. При добавлении структуры МРНС для обучения базовых нейронов 1, 2, ..., q к элементам вектора h_i ($i=1, \dots, q$) добавляются элементы вектора h_i' ($i = 1, \dots, q$) и формируется общий вектор h_i^* ($i=1, \dots, q$). Векторы h_i' и h_j' ($j=q+1, \dots, Q$) вычисляются дополнительным блоком функциональных преобразований БФПД, где используются также дополнительные входные сигналы u_{m+1}, \dots, u_M . Обучение весовых коэффициентов дополнительных нейронов $q+1, \dots, Q$ осуществляется по векторам h_j' и приращениям выходных сигналов этих нейронов.

Исходя из приведенных выше рассуждений, алгоритм синтеза математической модели ЭМС в виде МРНС при не полностью известной информации об объекте следующий.

1. По известной (базовой) структуре математической модели ЭМС разрабатывается структура математической модели в виде МРНС.

2. Выделяются места в математической модели ЭМС, где существует неопределенность.

3. Формируется множество структур неопределенной части, например, путем добавления полиномиальных членов для описания нелинейностей, с использованием идей Ивахненко А. Г. [3] (метод группового учета аргумента), либо добавлением нескольких новых наиболее возможных структур математического описания неопределенностей.

4. Каждая из добавленных структур преобразуется в дополнительные блоки, которые добавляются в базовую структуру модели в виде МРНС. Формируется столько МРНС, сколько возможных структур рассматривается.

5. Выполняется обучение или расчет (определение весовых коэффициентов) по обучающим наборам данных режима работы ЭМС всех сформированных моделей.

6. Осуществляется проверка обученных моделей на тестовом (не предъявляемом во время обучения) наборе данных. Выбирается модель, у которой имеется минимальная ошибка на обучающих и, главное, на тестовых данных. Такая модель имеет наиболее высокие обобщающие свойства.

7. По весовым коэффициентам выбранной модели в виде МРНС при необходимости идентифицируются внутренние параметры ЭМС.

Проверка возможности реализации данного алгоритма выполнена при разработке и сравнении математической модели АТЭП ДП. Ввиду сложности и невозможности точного математического описания всех узлов АТЭП ДП, а также неизвестного устройства его системы управления («черный ящик») разработана базовая математическая модель данной ЭМС. Выполнено сравнение этой модели с результатами промышленных испытаний и рассмотрено возможное уточнение ее структуры.

Исходные данные для построения модели следующие. ДП ДЭЛ-02, состоящий из трех вагонов: двух моторных (М1 и М2) и одного пассажирского (рис. 2).



Рис. 2. Общий вид ДП ДЭЛ-02

В каждом моторном вагоне (рис. 3) установлено два тяговых асинхронных двигателя (ТАД) (Д1 и Д2 – в первом моторном вагоне, Д3 и Д4 – во втором), каждый из которых через редуктор приводит во вращение одну колесную пару. Связи между вагонами имеют упругости C_{12} , C_{23} и гасители колебаний B_{12} , B_{23} .

Тяговые двигатели каждого моторного вагона питаются от синхронного генератора через неуправляемые выпрямители (В1 и В2) и автономные инверторы напряжения (АИН1 и АИН2) (рис. 4). Генератор приводится во вращение дизелем, который оснащен регулятором мощности РД [2]. Для питания системы управления и вспомогательных механизмов установлен преобразователь частоты собственных нужд (ПЧСН), питающийся от В1 и В2.

Для управления движением поезда машинист задает частоту вращения дизеля (уровень мощности), изменяя позицию контроллера машиниста. Заданный уровень мощности, отработанный дизелем, сравнивается с мощностью, используемой АТЭП и оборудованием собственных нужд, и по запасу свободной мощности изменяется выходное напряжение и (или) частота на статорных обмотках синхронного генератора.

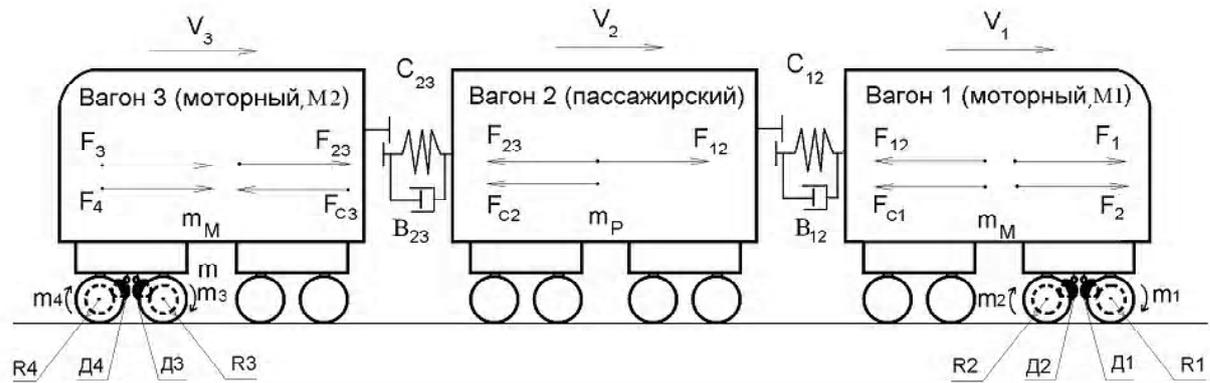


Рис. 3. Упрощенная схема ДП

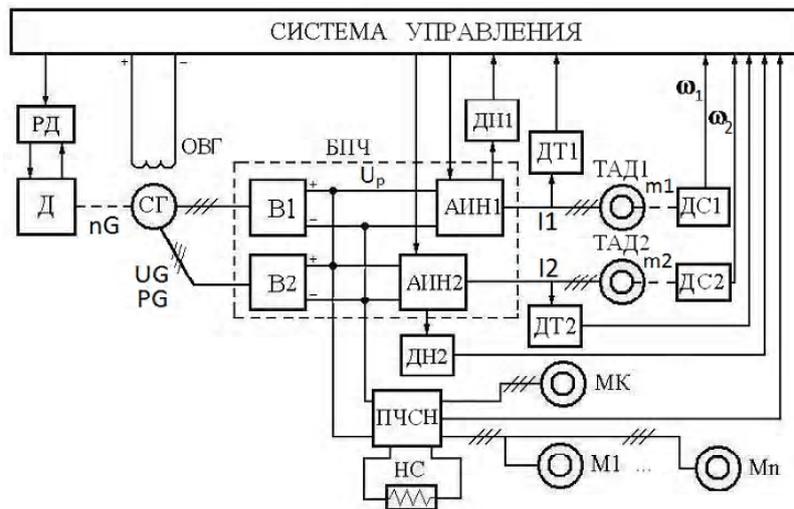


Рис. 4. Функциональная схема силовой электропередачи одного моторного вагона ДП ДЕЛ-02(04)

Характер движения ДП определяется свободной мощностью дизельной установки [2]. Управление оборудованием осуществляет комплектное устройство автоматики, на вход которого приходят сигналы от машиниста, сигналы управления мощностью от электронного регулятора дизеля и сигналы электрических и механических величин электропередачи.

По приведенному выше алгоритму при известных исходных данных и данных измерений разработана базовая математическая модель АТЭП ДП, особенности которой описаны в работах [9, 10]. В качестве неизвестной структуры системы управления ТАД в базовой структуре математической модели принят один из вариантов ее реализации – векторная система управления.

В математической модели АТЭП с векторной системой управления используются модели идеализированных ТАД и преобразователей частоты с АИН-ШИМ, которые задавались в виде линеаризованных передаточных функций замкнутых контуров регулирования намагничивающей и активной проекций статорного тока, скорости двигателя [9, 10].

Общая базовая математическая модель АТЭП ДП имеет более 60 дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих основные составные части ЭМС и момент сопротивления. Для настройки совместной работы комплекса электроприводов использованы корректоры моментов ТАД и скорости вагонов.

Сравнение параметров режимов работы АТЭП ДП при промышленных испытаниях [9] и моделирования базовой математической модели показало возможность построения математических моделей в виде МРНС, адекватных реальному объекту при не полностью известном его устройстве.

Результаты измерений и моделирования параметров режима ДП при движении на ровном участке пути и создании моментов всеми четырьмя двигателями показаны на рис. 5. Графики процессов при отключении возбуждения синхронного генератора второго моторного вагона (тяговые моменты создаются двумя ТАД первого моторного вагона) и движении под уклон приведены на рис. 6. При этом на рис. 5, а и рис. 6, а даны результаты измерений на ДП.

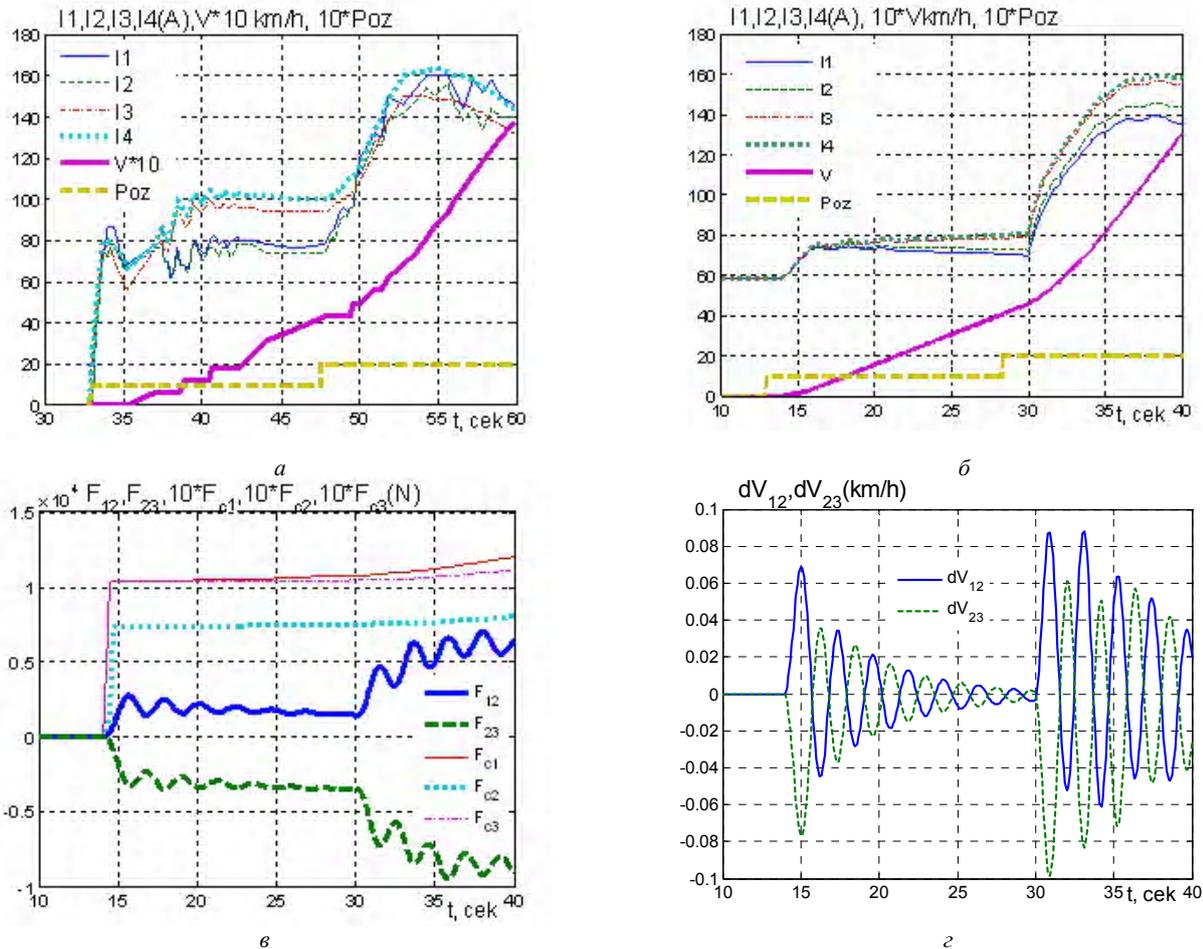


Рис. 5. Результаты измерений и моделирования параметров режима ДП при движении на четырех ТАД:

a, б – токов ТАД, скорости поезда и позиции контроллера машиниста при испытаниях и при моделировании соответственно, *в* – силы между вагонами и силы сопротивления движению каждого вагона, *г* – разности скоростей вагонов

При переключении контроллера машиниста в позицию 1 (сигнал *Poz*, рис. 5, *a*) начинается движение поезда, вызванное увеличением токов *I1 – I4* и моментов ТАД. При переключении контроллера в позицию 2 увеличиваются обороты дизелей и возрастает мощность генераторов. Токи ТАД ограничены, отличаются незначительно и составляют 150–160 А, ускорение ДП при этом максимальное и составляет 0,33 м/с².

При моделировании задавались значения позиции контроллера машиниста и скорости ДП такие же, как при реальном движении ДП. Сопротивления движению вагонов поезда F_{c1}, F_{c2}, F_{c3} вычислялись по уравнениям основного удельного сопротивления. Задавались небольшие отличия в радиусах колес – $R_1 = 0,4700$ м, $R_2 = 0,4704$ м, $R_3 = 0,4741$ м, $R_4 = 0,4750$ м (в обозначениях, сделанных на рис. 3).

Значения токов ТАД при измерениях и моделировании отличаются незначительно, что позволяет оценить адекватность модели и использовать ее для оценки других, не измеряемых параметров, и наблюдать процессы с различными системами управления. Так,

на рис. 5, *в* и рис. 6, *в*) показано изменение сил сопротивления движению вагонов ДП и сил, действующих между вагонами через сцепку (F_{12}, F_{23}). На рис. 5, *г* и рис. 6, *г* отображено изменение разности скоростей вагонов dV_{12} и dV_{23} . Из графиков видно, что при разгоне ДП двумя ТАД (рис. 6, *в*) одного моторного вагона развиваются на порядок большие силы между вагонами и возрастает их амплитуда колебаний, чем при разгоне всеми четырьмя ТАД (рис. 5, *в*).

В зависимости от целей исследования уточняется базовая структура математической модели и осуществляется ее обучение в виде МРНС. Такими уточнениями могут быть:

- изменения структуры СУ ТАД;
- изменения структуры СУ возбуждением синхронного генератора;
- изменения структуры общей СУ всем АГЭП ДП;
- уточнение моделей силовых преобразователей;
- учет упругостей пути и подвески вагонов, люфтов и других параметров.

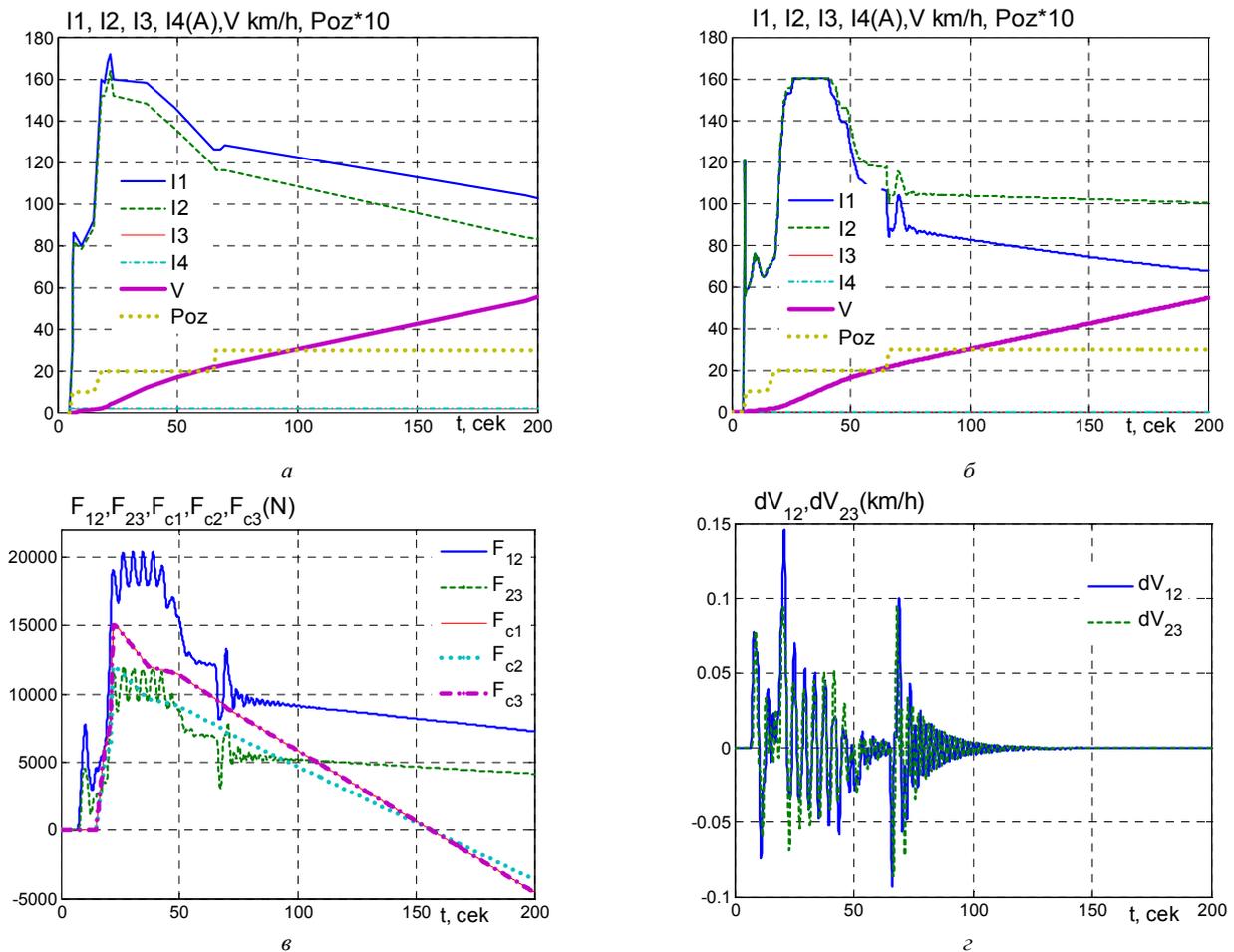


Рис. 6. Результаты измерений параметров режима ДП при движении на двух ТАД:

а, б – токов ТАД при испытаниях и при моделировании; в – силы между вагонами и силы сопротивления движению вагонов; г – разности скоростей вагонов

Вывод

Разработанный метод позволяет по данным режима работы ЭМС с не полностью известной структурой, с учетом требований к отдельным элементам синтезировать адекватную математическую модель системы тягового электропривода, в том числе по узлам с неизвестной информацией, что позволяет исследовать поведение механической части ЭМС, недоступной для измерения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андриенко П. Д. Преобразователи частоты для электропередачи железнодорожного электротранспорта / П. Д. Андриенко, В. Д. Лобода, А. В. Мищенко // *Электротехника та електроенергетика*. – 2001. – № 1. – С. 55–58.
2. Моделирование и оптимизация систем управления и контроля локомотивов / [Носков В. И., Дмитриенко В. Д., Заполовский Н. И., Леонов С. Ю.]. – Харьков : ХФИ «Транспорт Украины», 2003. – 248с. – (Научное издание).
3. Ивахненко А. Г. Самообучающиеся системы распознавания и автоматического управления / А. Г. Ивахненко. – К. : – Техніка, 1969. – 392 с.
4. Хайкин С. Нейронные сети : полный курс / С. Хайкин ; [2-е изд.] ; пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
5. Орловский И. А. Настройка системы управления распределенного электропривода дизель-поезда генетическими алгоритмами / И. А. Орловский, Ю. Ю. Туник // Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-технічного журналу «ЕЛЕКТРОІНФОРМ». – Львів : ЕКОінформ, 2009. – С. 443–446.
6. Орловский И. А. Математическая модель на рекуррентной нейронной сети механики движения вагонов дизель-поезда / И. А. Орловский, Ю. В. Голяничук // *Вісник Кременчуцького політехнічного університету*. – Кременчук. – 2009. – Вип. 3/2009 (056), Ч. 2. – С. 116–119.
7. Орловский И. А. Математические модели дизеля и синхронного генератора тягового электропривода дизель-поезда на нейронной сети / И. А. Орловский // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – № 2.
8. Орловский И. А. Расчет на рекуррентных нейронных сетях математических моделей асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора напряжения / И. А. Орловский, Ю. В. Голяничук // *Електротехніка та електроенергетика*. – 2009. – № 1. – С. 28–39.

9. Орловский И. А. Измерение параметров режима дизель-поезда ДЭЛ-02 во время эксплуатации и сравнение их с математической моделью. // *Електротехніка та електроенергетика*. – 2010. – № 1. – С. 4–18.
10. Волков А. В. Математическая модель многодвигательного частотно-регулируемого асинхронного электропривода дизель-поезда с векторной системой управления / А. В. Волков, И. А. Орловский // *Технічна електродинаміка : тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*. – 2008. – Ч. 6. – С. 31–36.

Надійшла до редакції 02.03.2011

Андрієнко П.Д., Орловський І.А., Метельський В.П. Синтез базової математичної моделі у вигляді модифікованої рекурентної нейронної мережі електромеханічної системи з не повністю відомої структурою

Наведено метод синтезу у вигляді модифікованих рекурентних нейронних мереж математичних моделей електромеханічних систем з не повністю відомої структурою за даними режиму роботи на прикладі моделі асинхронного тягового електропривода дизель-поїзда ДЕЛ-02.

Ключові слова: математична модель, електромеханічна система, модифікована рекурентна нейронна мережа, дизель-поїзд, асинхронний тяговий електропривод.

Andrienko P., Orlovsky I., Metelsky V. Synthesis of basic mathematical model in the form of modified recurrent neural network for electromechanical system with incompletely known structure

The authors describe the method of synthesis of mathematical models in the form of modified recurrent neural networks for electromechanical systems with incompletely known structure using the operating mode data. As an example the model of asynchronous drive of Diesel train DEL-02 is considered.

Key words: mathematical model, electromechanical system, modified recurrent neural network, Diesel train, asynchronous drive.

УДК 621.382

Канд. техн. наук Ю. О. Крисан, М. Ю. Залужний
Запорізький національний технічний університет

УНІВЕРСАЛЬНИЙ СТЕНД ДИСТАНЦІЙНОГО КЕРУВАННЯ І КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДА MICROMASTER 440

Розроблено стенд для лабораторних практикумів з електротехнічних дисциплін на базі електропривода MICROMASTER 440 з використанням технології віртуальних приладів фірми National Instruments.

Ключові слова: стенд, електропривод, віртуальний прилад, математична модель, LABVIEW.

Вступ

Сучасні енергозберігаючі технології вимагають впровадження у виробництво новітнього електрообладнання, яке забезпечує оптимальні закони керування технологічним процесом. В промисловості отримали широке застосування обладнання таких відомих фірм, як Siemens, Schneider Electric, Moeller та інші. Підприємствам потрібні висококваліфіковані фахівці, здатні впроваджувати у виробництві сучасну техніку, її обслуговувати, експлуатувати, і з її допомогою вирішувати різного роду виробничі і наукові завдання. У зв'язку з цим істотно підвищується роль лабораторно-практикуму в навчальному процесі з використан-

ням сучасного обладнання та панелей віртуальних приладів [1–3]. Для підготовки фахівців, що задовольняють сучасним вимогам виробництва, проведенню наукових досліджень і робіт по вивченню законів керування асинхронними двигунами, на кафедрі «Електропривод та автоматизація промислових установок» Запорізького національного технічного університету розроблено лабораторний стенд електропривода змінного струму з використанням елементної бази фірми «Siemens».

Мета роботи – Створення універсального стенда для дослідження електропривода при різних законах керування асинхронним електродвигуном з використанням панелі віртуальних приладів.

Опис стенда, що пропонується

Розроблений стенд, загальний вигляд якого наведений на рис. 1, складається з серверної частини, яка містить в собі серійний електропривод MICROMASTER 440 фірми «Siemens», підключений через адаптер інтерфейсів RS-485/USB до системного блока персонального комп'ютера (ПК), а також клієнтської частини, яка може бути встановлена на будь-якому комп'ютері, включеному в мережу (рис. 2). Це дозволяє вимірювати, відображати і передавати на ПК основні параметри перетворювача.

Програмна частина вимірювальної системи розроблена з використанням технології віртуальних приладів (ВП), популярність яких всього за декілька років різко зросла. Технологія ВП знаходиться в постійному розвитку з причин змін контрольно-вимірювального обладнання, які відбуваються в комп'ютерній технології. Набір ВП забезпечує вимірювання основних характеристик досліджуваного об'єкту. Віртуальні інструменти являють собою набір програмних засобів, який дозволяє використовувати ПК як спеціалізований електронний прилад.



Рис. 1. Лабораторний стенд на основі перетворювача частоти MICROMASTER 440

Попередній аналіз можливостей LABVIEW показав, що система містить всі необхідні функції і віртуальні інструменти для швидкої і високоефективної побудови ВП. Графічний інтерфейс ВП імітує передні панелі реальних приладів. Можливо імітувати дії на «органи керування» – кнопки, перемикачі, регулятори – «намальовані» на екрані монітора у вигляді передньої панелі імітованого приладу. Набір віртуальних інструментів, що утворюють підсистему виміру, визначається характером вимірюваних параметрів [4, 5]. Система включає такі прилади: тахометр, багатоканальний осцилограф, побудовник частотних характеристик, цифровий вольтметр.

Передня панель віртуальних інструментів показана на рис. 3. Робочим місцем користувача є ПК зі встановленим спеціалізованим програмним забезпеченням (ПО). Технологія ВП дозволяє створювати на базі ПК вимірювальні прилади, які дають повну інформацію про роботу електропривода в реальному масштабі часу. При цьому ПК перетворюється на повнофункціональне робоче місце учбової лабораторії, оснащене усіма необхідними вимірювальними і керуючими приладами.

Використовуючи технологію передачі зображення за допомогою мережі, на віддаленому комп'ютері (клієнтській частині) можна спостерігати за роботою електропривода в реальному масштабі часу через WEB камеру, яка знаходиться на стенді. Щоб мати можливість керувати електроприводом з видаленого ПК, а також контролювати його параметри роботи, використовується протокол клієнт-сервер DataSocket і TCP/IP.

Використовуване обладнання і ПО

Перетворювач MICROMASTER 440 оснащений мікропроцесорною системою керування і використовує найсучасніші технології з IGBT модулями (транзисторами). З його допомогою реалізуються такі закони керування: векторне керування, керування моментом, лінійна залежність $U(f)$; пряме керування потоком FCC; квадратична залежність $U(f)$; програмована залежність $U(f)$. Оригінальний спосіб широтно-імпульсної модуляції з вибором частоти комутації дає можливість безшумної роботи електродвигуна [6, 7].



Рис. 2. Структура лабораторного стенда

Підсистема вимірювань реалізована на основі функціонального модуля, який зв'язує регулятори привода MICROMASTER 440 через інтерфейс RS-485 з USB-портом ПК, і далі інформація передається до віртуального інструменту.

Необхідні перемикання, а також комутації вимірювальних каналів здійснюються шляхом подачі команд керування. Програмне забезпечення серверної і клієнтської частини станда написано на мові графічного програмування G в середовищі LABVIEW, яке є надзвичайно зручним для програмування завдань вводу-виводу і обробки сигналів.

Реалізована в пакеті LABVIEW концепція, за якою всі програми, звані віртуальними пристроями, мають фронтальну панель і блок-схему, що дозволяє об'єдну-

вати всі об'єкти лицьової панелі в схему функціонування, повною мірою відповідає загальноприйнятим уявленням про технічні пристрої керування. Ця концепція стимулювала розробку і включення в пакет різноманітних приладів, які зазвичай розміщуються на лицьових панелях, включаючи стрілочні прилади, цифрові індикатори, осцилографи, кнопки, ключі, світлодіоди і таке інше, а також надання користувачеві можливості редагування приладів і створення нових. Для опису функціональних властивостей системи і процесів в ній використана мова графічного програмування, проста в засвоєнні і зручна в роботі. На рис. 4 показано фрагмент блок-діаграми відповідної лицьової панелі, наведеної на рис. 3.

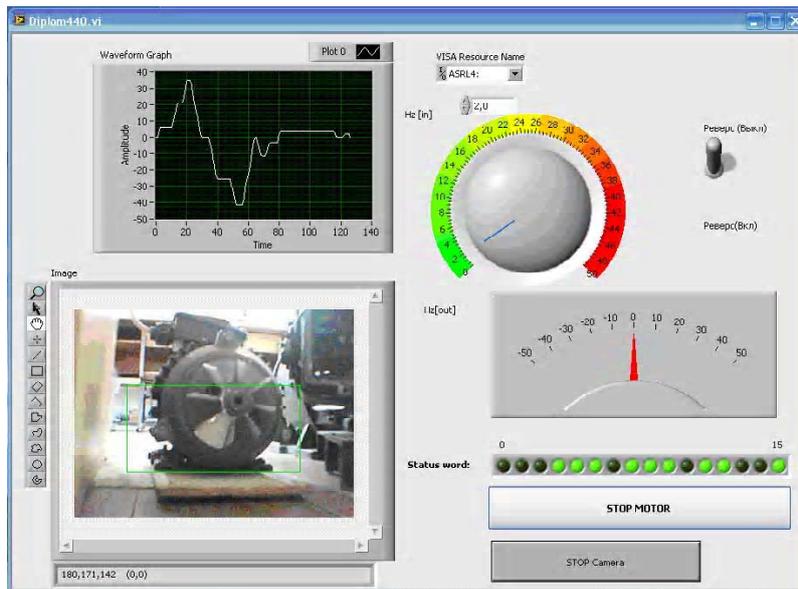


Рис. 3. Панель віртуальних інструментів станда

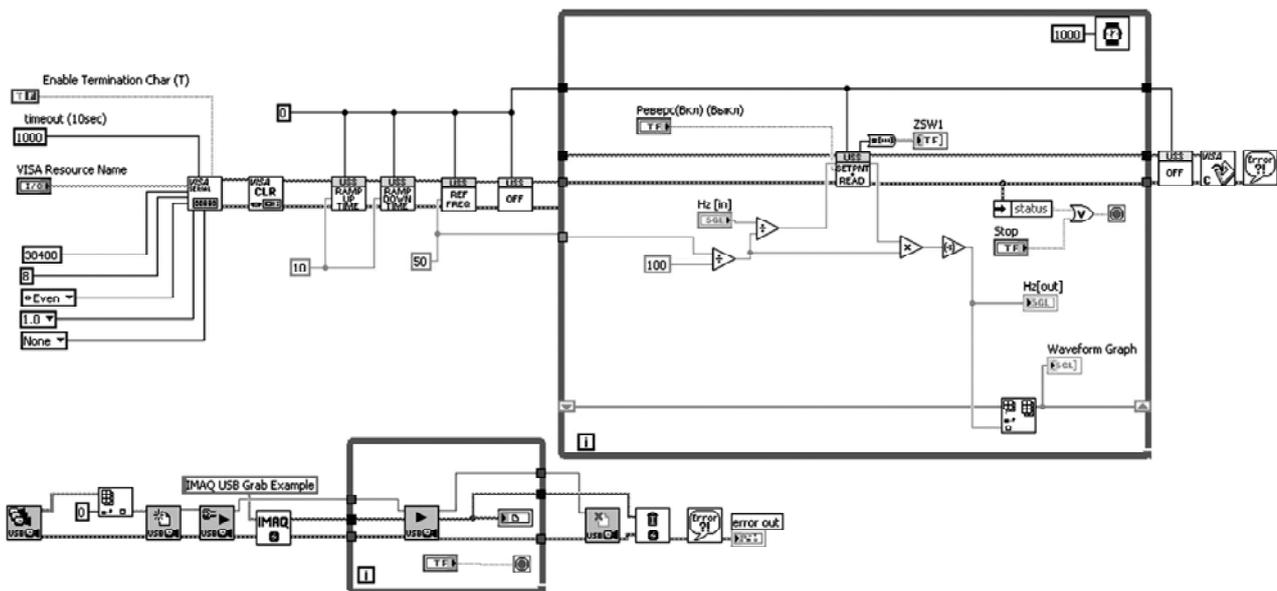


Рис. 4. Фрагмент блок-діаграми в LABVIEW розробленого станда

Для керування потоками даних можуть використовуватися різні варіанти протоколів обміну. Апаратні протоколи вимагають використання спеціальних ліній синхронізації і, відповідно, “повних” варіантів сполучних кабелів. Як програмний протокол використовується протокол USS.

Впровадження і подальший розвиток рішення

Розроблений стенд використовується в навчальному процесі у рамках локальної мережі кафедри ЕПА при проведенні лабораторних практикумів з дисциплін електротехнічного профілю (комп’ютерні системи електроприводів, електротехнічні пристрої автоматики, теорія електропривода та ін.) на кафедрі “Електропривода і автоматизації промислових установок” Запорізького національного технічного університету. Подальший розвиток стенда передбачає його використання при дистанційному навчанні, коли студенти, знаходячись удома, через Internet можуть виконувати лабораторну роботу на реальному обладнанні.

Висновки

Розроблений лабораторний стенд дозволяє:

- дистанційно керувати і контролювати параметри електропривода при фізичному моделюванні процесів;
- не тільки відображати усі параметри керування на моніторі комп’ютера в процесі роботи, але і діагностувати роботу асинхронного двигуна;
- організувати і досліджувати різні принципи керування електроприводом без додаткових зовнішніх каналів зворотних зв’язків. Тобто, не вимагає наявності

датчиків швидкості або положення для побудови позиційної системи електропривода або системи стабілізації швидкості.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Калинов А. П. Компьютеризированный лабораторный стенд для изучения цифровых систем управления / А. П. Калинов, А. В. Притченко, Д. Г. Мамчур // Электромеханические системы, методы моделирования та оптимизации. Сборник научных работ VII Всеукраїнської науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів. – Кременчук : КДПУ, 2009. – С. 37–38.
2. Загірняк М. В. Віртуальні лабораторні системи і комплекси – нова перспектива наукового пошуку і підвищення якості підготовки фахівців з електромеханіки / М. В. Загірняк, Д. Й. Родькін, О. П. Чорний // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук : КДПУ. – Вип. 2. – 2009. – С. 8–12.
3. Баталин Г. Н. Система сбора и отображения информации с использованием OPC и Интернет-технологий / Г. Н. Баталин, В. В. Васютинский // Современные технологии автоматизации. – М. : СТА-ПРЕСС. – Вип. 2. – 2003. – С. 46–51.
4. Тревис Дж. LabVIEW для всех / Джеффри Тревис ; [пер. с англ. Н. А. Клушин]. – М. : ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. – 544 с.
5. Загидуллин Р. Ш. LabVIEW в исследованиях и разработках / Р. Ш. Загидуллин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005. – 352 с.
6. Каталог NC61. – М. : ООО «Сименс», 2008. – 651 с.
7. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. – М. : ACADEMA, 2006. – 265 с.

Надійшла до редакції 18.11.2010

Крисан Ю. А., Залужный М. Ю. Универсальный стенд дистанционного управления и контроля параметров электропривода MICROMASTER 440

Разработан стенд для лабораторных практикумов по электротехническим дисциплинам на базе электропривода MICROMASTER 440 с использованием технологии виртуальных приборов фирмы National Instruments.

Ключевые слова: *стенд, электропривод, виртуальный прибор, математическая модель, LABVIEW.*

Krisan Yu., Zaluzhny M. Multipurpose stand for MICROMASTER 440 electric drive remote control and its parameters monitoring

A stand has been developed for laboratory practical training in electrotechnical disciplines. It is based on the MICROMASTER 440 electric drive using the National Instruments virtual devices technique.

Key words: *stand, electric driver, virtual instrument, mathematical model, LABVIEW.*

ЗАСТОСУВАННЯ ЗАХИСНОГО ПРИСТРОЮ В НЕЙТРАЛІ ВИСОКОВОЛЬТНОЇ ОБМОТКИ АВТОТРАНСФОРМАТОРА З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОБМЕЖЕННЯ ОДНОФАЗНОГО СТРУМУ КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

Проведено аналіз існуючих пристроїв обмеження однофазних струмів короткого замикання. Розглянуто розроблений пристрій обмеження однофазного струму короткого замикання в нейтралі високовольтної обмотки автотрансформатора.

Ключові слова: пристрій, нейтраль, обмотка, струм, коротке замикання, автотрансформатор, реактор, перенапряга, комутаційний апарат.

Однією з основних причин перерв електропостачання споживачів різних рівнів є пошкодження ліній електропередачі. Згідно статистики пошкоджень мереж електропередачі близько 70 % становлять однофазні короткі замикання, 20 % двофазні або двофазні на землю, 10 % – трифазні, тому особлива увага приділяється обмеженню однофазних струмів, як найбільш вірогідних. У зв'язку з цим метою статті є розробка та аналіз роботи надійного захисного пристрою обмоток високовольтного автотрансформатора від струмів однофазного короткого замикання.

У процесі розробки схеми захисного пристрою були розглянуті і проаналізовані існуючі пристрої, серед них відомий «Пристрій для обмеження перенапруг і струмів короткого замикання на високовольтній підстанції» [1], який містить: захисний розрядник, підключений безпосередньо до нейтралі силового трансформатора, який містить обмотку, з'єднану за схемою «трикутник», дросель насичення, з'єднаний з нейтраллю трансформатора, і лінійні комутаційні апарати; дросель насичення, виконаний з відпайками. Силовий трансформатор містить додаткову обмотку, яка ввімкнена в розтин обмотки, з'єднаної в «трикутник», один з виводів якої підключений до відпайки дроселя насичення, а інший – до його заземленого виводу.

Основні недоліки проаналізованого пристрою: недостатня ефективність обмеження максимальних струмів короткого замикання, що виникають при аварійних режимах; неможливість виконання необхідних змін величин вказаних струмів при перехідних процесах в змінних схемах електричних мереж; конструктивне виключення можливості замикання виводів «розімкнений трикутник» вказаної обмотки з метою забезпечення електричного зв'язку з живленими електричними мережами при можливому розвитку аварій в циклічно-каскадних послідовностях;

відсутність необхідних кіл керування із захисними елементами, що забезпечують обмеження до безпечних величин електромагнітних і ємнісних процесів між трансформаторними обмотками при нормальних і аварійних режимах.

Як найближчий аналог до винаходу був розглянутий «Пристрій для обмеження струмів короткого замикання і перенапруг» [2], який згідно з рис. 1 складається з:

- автотрансформатора, у якого високовольтна обмотка (ВН) 1 підключена за допомогою комутаційних апаратів 2 до живильної системи шин 3, обмотки середньої напруги (СН) 4, підключеної за допомогою комутаційних апаратів 5 до живленої схеми шин 6 і обмотки низької напруги (НН) 7, з'єднаної за схемою «розімкнений трикутник»;

- трансформатора напруги контролю ізоляції, високовольтна обмотка 8 якого з'єднана за схемою „зірка” з глухим заземленням нейтралі і підключена до живильної системи шин;

- основної обмотки низької напруги (НН-1) 9, яка з'єднана за схемою «зірка» з виведеним нульовим дротом;

- додаткової обмотки низької напруги (НН-2) 10, яка з'єднана за схемою «розімкнений трикутник»;

- струмообмежувального реактора, який складається з двох послідовно з'єднаних обмоток 11 та 12 відповідних класів напруги, причому високовольтний ввід реактора підключений безпосередньо до нейтралі високовольтних обмоток автотрансформатора, а між його середнім і нульовим виводами підключені безпосередньо виводи обмотки НН автотрансформатора;

- схеми, яка складається з послідовно з'єднаних шунтувального комутаційного апарата 13 і активного опору 14, що заземляє комутаційний апарат 15 з послідовно з'єднаним опором 16 і обмежувачем перенапруг 17;

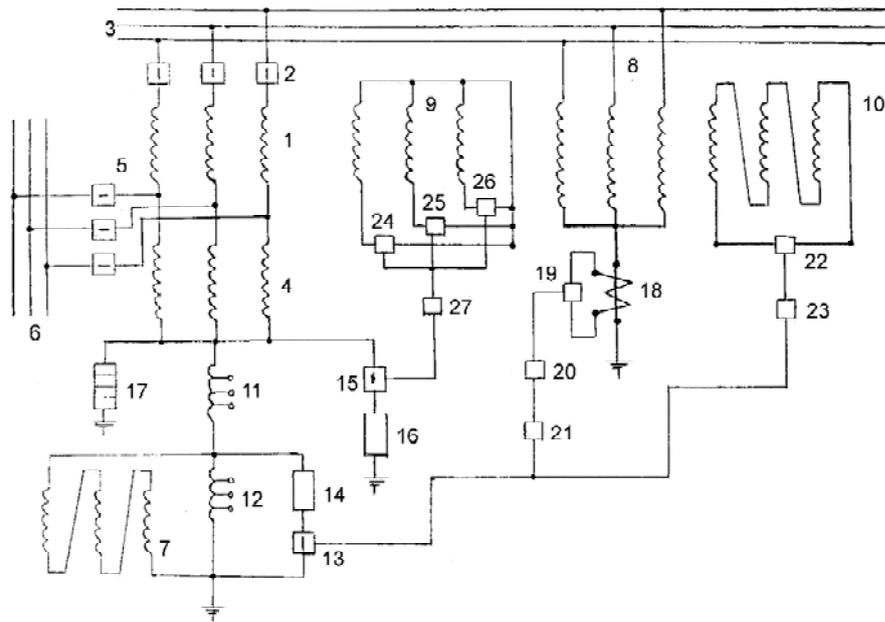


Рис. 1. Пристрій для обмеження перенапруг і струмів короткого замикання

- комутаційного апарата 15 з послідовно з'єднаним опором 16 і обмежувача перенапруг 17, які знаходяться між нейтраллю обмоток (ВН, СН) автотрансформатора і землею;

- схем керування шунтувальним комутаційним апаратом, одна з яких містить: трансформатор струму 18 в глухо заземленій нейтралі обмотки ВН трансформатора напруги з реле струму 19 в його вторинній обмотці, реле часу 20 і з проміжним реле 21, а інша містить реле напруги 22 між виводами обмотки НН-2 і проміжне реле 23;

- кола керування заземлюючим комутаційним апаратом, що містить реле напруг 24, 25, 26 і проміжне реле 27.

Позитивним чинником пропонованого пристрою є достатня ефективність обмеження тільки внутрішніх перенапруг в результаті функціональних взаємодій між високовольтною і низьковольтними обмотками трансформатора напруги контролю ізоляції з ввімкненим шунтувальним і заземлюючим комутаційними апаратами в загальній нейтралі високовольтних обмоток автотрансформатора при послідовно з'єднанні з ними активним опором.

За допомогою запропонованих кіл забезпечується керування і обмеження однофазних струмів короткого замикання при відключенні комутаційних апаратів в момент відсутності внутрішніх перенапруг, що забезпечують збільшення опору послідовно з'єднаних обмоток струмообмежувального реактора в нейтралі високовольтних обмоток автотрансформатора.

Запропонований пристрій має такі ж недоліки, як і раніше розглянутий.

Проведений аналіз існуючих пристроїв обмеження струмів короткого замикання довів необхідність розробки більш ефективного пристрою обмеження

однофазних струмів коротких замикань [3], чому і присвячена ця робота.

На рис. 2 наведена електрична схема розробленого пристрою обмеження однофазного струму короткого замикання в нейтралі високовольтної обмотки автотрансформатора, який складається з:

- послідовно з'єднаних обмоток високої 1 і середньої 2 напруги автотрансформатора, виконаних за схемою „зірка” із загальною нейтраллю;

- лінійних комутаційних апаратів 3 живильної електричної мережі;

- захисних елементів 4 між фазами і вказаною нейтраллю із захистом нейтралі індивідуальним елементом 5, шунтованим відповідним розрядником 6. До вказаної нейтралі підключені паралельно: заземлюючий індивідуальний роз'єднувач 7, коло з послідовно з'єднаними роз'єднувачем 8, реактором 9, активним опором 10 і первинною обмоткою 11 трансформатора струму, а також роз'єднувач 12 з високовольтною обмоткою 13 трансформатора напруги;

- обмотки низької напруги автотрансформатора 14, з'єднаної за схемою «розімкнений трикутник»;

- лінійних комутаційних апаратів 15 живленої електричної мережі;

- активного опору 16, ємності 17 і шунтувального комутаційного апарата 18, які паралельно з'єднані та знаходяться між виводами вказаної обмотки 14;

- кіл керування шунтувальним комутаційним апаратом 18, які містять вторинну обмотку трансформатора струму 19 і послідовно з'єднані реле струму 20 і реле часу 21 з проміжним реле 22 між її виводами, а також вторинної обмотки трансформатора напруги 23 і послідовно з'єднаних реле напруги 24, реле часу 25 з проміжним реле 26 між її виводами [3].

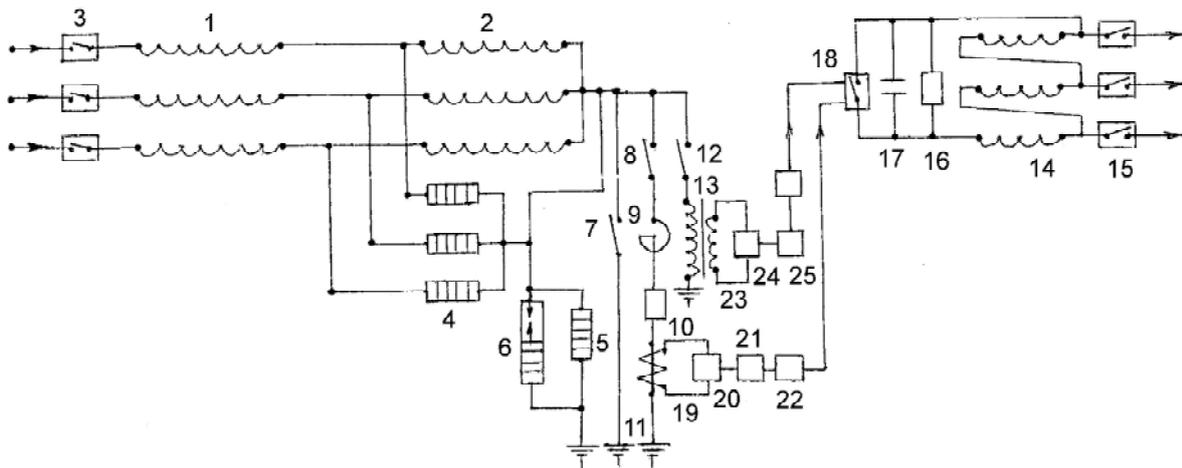


Рис. 2. Пристрій обмеження однофазного струму короткого замикання в нейтралі високовольтної обмотки автотрансформатора

Розглянемо принцип роботи пристрою обмеження однофазного струму короткого замикання в нейтралі високовольтних обмоток автотрансформатора.

У нормальному режимі роботи, при проектній протяжності електричної мережі, з метою відмежування однофазного струму короткого замикання до допустимої величини, послідовно з'єднані обмотки високої 1 і середньої 2 напруги автотрансформатора підключені лінійними комутаційними апаратами 3 до живильної електричної мережі з наявністю в їх загальній нейтралі розімкнених роз'єднувачів 7, 8 і 12; низьковольтна обмотка автотрансформатора 14 з'єднана за схемою «розімкнений трикутник» та підключена лінійними комутаційними апаратами 15 до живленої електричної мережі; між розімкненими виводами низьковольтної обмотки автотрансформатора 14 паралельно ввімкнені активний опір 16, ємність 17 та шунтувальний комутаційний апарат 18 (у нормальному режимі роботи відключений).

У пристрої між фазними електричними зв'язками вказаних автотрансформаторних обмоток і їх загальною нейтраллю, з метою обмеження виникаючих короткочасних внутрішніх перенапруг при перехідних, коливальних і резонансних процесах відповідних частот, які виникають при відключенні пошкодженої ділянки мережі комутаційним апаратом, постійно підключені захисні елементи 4 з наявністю безпосередньо в нейтралі індивідуального захисного елемента 5, шунтованого відповідним розрядником 6.

При необхідності стабільного обмеження підвищених величин тривало діючих внутрішніх перенапруг, особливо при живленні рудно-термічних печей в процесі розплаву шихти з виникненням неповнофазних режимів, вмикається роз'єднувач 12 високовольтної обмотки трансформатора напруги 13, збільшена напруга між виводами його низьковольтної обмотки 23 призводить до спрацьовування реле напруги 24, реле часу 25 і проміжного реле 26, що приводить до включення

комутаційного апарата 18, який замикає виводи обмотки 14, а отже шунтує активний опір 16 і ємність 17.

При змінних величинах однофазних струмів короткого замикання в регламентованих межах, внаслідок змін точок струморозділів, можливе індивідуальне підключення до нейтралі послідовно з'єднаних реактора 9, активного опору 10 і первинної обмотки 11 трансформатора струму з наявністю його вторинної обмотки 19, між розімкненими виводами якої підключене реле струму 20 з послідовно з'єднаними реле часу і проміжним реле 22, що приводить до включення комутаційного апарата 18 в залежності від відповідних величин уставок вказаних реле.

З метою підвищення ефективності обмеження внутрішніх перенапруг при допустимій величині однофазного струму короткого замикання можливе безпосереднє заземлення нейтралі вказаних обмоток замиканням роз'єднувача 7, що виключає роботу пристроїв релейного захисту. Отже, при відключеному комутаційному апараті 18 зберігаються паралельно з'єднані активний опір 16 і конденсатор 17 між розімкненими виводами обмотки 14.

Висновки

Розроблений пристрій забезпечує обмеження струмів короткого замикання при аварійних режимах, скорочує кількість виникнень аварійних режимів в електричних мережах з усуненням можливостей їх розвитку в циклічно-каскадних послідовностях, виключає випадки виникнення небезпечних величин електромагнітних і ємнісних процесів всіляких частот струмів і напруг, не допускає ферорезонансних явищ, резонансних і неселективних комутаційних процесів, зберігає стабільні електричні зв'язки із землею фактично комбінованого обмежувача фазних перенапруг та їх величин в нейтралі обмоток, забезпечує заземлений або ізольований режими нейтралі, або її вибіркове заземлення.

Функціональні дії між запропонованими елементами пристрою виключають високочастотні перехідні явища і коливальні процеси, а також знижують короткочасні двофазні короткі замикання до допустимих величин.

Запропонований пристрій зберігає необхідні параметри якості електричної енергії, необхідну точність вимірювань приладами контролю, а, отже, надійність роботи релейного захисту, автоматики і телемеханіки з ефективним використанням силових кіл як каналів зв'язку, а також скорочує додаткові втрати електричної енергії при її транспортуванні по лініях електропередач і використанні для власних потреб на підстанціях, підвищує надійність експлуатації електричних мереж і подовжує терміни експлуатації електричного обладнання.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. А. с. 907682 СРСР, МПК Н 02 Н 9/00. Пристрій для обмеження перенапруг і струмів короткого замикання на високовольтній підстанції / І. І. Магда, А. І. Назаров ; опубл. 23.02.82, Бюл. № 7.
2. Пат. 19274 Україна, МПК Н 02 Н 7/04, 9/00, 9/04. Пристрій для обмеження струмів короткого замикання і перенапруг / О. М. Андрієнко, Д. В. Журавльов, А. І. Назаров ; заявники і патентовласники О.М. Андрієнко, Д. В. Журавльов, А. І. Назаров ; опубл. 15.12.2006, Бюл. № 12.
3. Пат. №39306 Україна, МПК Н02Н9/00. Пристрій для обмеження однофазного струму короткого замикання в нейтралі високовольтної обмотки автотрансформатора / О.М. Андрієнко, М. В. Вишневський ; заявники і патентовласники О. М. Андрієнко, М. В. Вишневський ; опубл. 25.02.2009, Бюл. № 4.

Надійшла до редакції 22.12.2010

Вишневский Н. В., Андриенко А. Н. Применение защитного устройства в нейтрали высоковольтной обмотки автотрансформатора с целью повышения эффективности ограничения однофазного тока короткого замыкания

Проведен анализ существующих устройств ограничения однофазных токов короткого замыкания. Рассмотрено разработанное устройство ограничения однофазного тока короткого замыкания в нейтрали высоковольтной обмотки автотрансформатора.

Ключевые слова: устройство, нейтраль, обмотка, ток, короткое замыкание, автотрансформатор, реактор, перенапряжение, коммутационный аппарат.

Vyshnevsky N., Andriyenko A. Application of protection device in autotransformer high-voltage winding neutral for increasing the efficiency of single-phase short-circuit current limiting

Analysis of existing single-phase short current limiting devices is fulfilled. The proposed device for single-phase short-circuit current limiting in an autotransformer high voltage winding neutral is described.

Key words: device, neutral, winding, current, short circuit, autotransformer, reactor, overvoltage, switching unit.

II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.315:621.3.025

Канд. техн. наук С. Т. Ярымбаш, канд. техн. наук И. М. Килимник,
канд. техн. наук Д. С. Ярымбаш

Запорожский национальный технический университет

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ГЛАВНЫХ ШИННЫХ ПАКЕТОВ СЕКЦИЙ ПЕЧЕЙ ГРАФИТАЦИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Предложена математическая модель взаимосвязанных электротепловых процессов в главных шинных пакетах печей графитации переменного тока. Проведена оптимизация взаимного расположения шин, обеспечивающая снижение добавочных потерь.

Ключевые слова: математическая модель, короткая электрическая сеть, главный шинный пакет, электромагнитное поле, теплопередача, токораспределение, активные потери, реактивное сопротивление.

Короткая электрическая сеть является одной из важнейших составляющих электротехнических комплексов печных установок. Она связывает низковольтные выводы печных и компенсирующих трансформаторов с печью. Влияние короткой сети на характеристики электротехнического комплекса печей графитации весьма значительно, особенно при условии их работы на переменном токе [1]. Для мощных печей графитации параметры короткой сети относятся к основным факторам, определяющим электрические и технико-экономические показатели работы комплекса в целом. Правильный выбор конструктивного исполнения, формы и сечения проводников, их взаимного расположения и способа охлаждения имеет первостепенное значение для энергоэффективной работы графитировочной печи.

Для реализации задачи непрерывного энергоснабжения группы печей, составляющих секцию, монтируется главный шинный пакет (ГШП) [2]. ГШП обеспечивает работу всех графитировочных печей секции. Он является наиболее протяженной и нагруженной частью вторичного токопровода. ГШП обладает незначительным активным сопротивлением, но зато большим реактивным, что оказывает существенное влияние на КПД и электрические характеристики электропечного комплекса. Высокое реактивное сопротивление ГШП приводит к росту падения напряжения между питающими трансформаторами и печью, а также к перегрузке сети из-за необходимости компенсации большой реактивной мощности. В связи с этим создание рациональной конструкции главного шинного пакета является сложной, актуальной и важной научной и инженерной задачей.

С учетом значительных капитальных затрат на разработку новых конструкций ГШП секции печей графитации или на его реконструкцию возникает потребность в проведении исследований электрических и тепловых параметров, распределения токов в шинах на основе математических моделей. Это может существенно сократить затраты на технические мероприятия по энергосбережению и ускорить внедрение новых разработок в производство.

Цель работы – исследование электротепловых режимов работы различных конструктивных исполнений главного шинного пакета на основе математического моделирования с использованием сопряженной модели электромагнитных процессов в формулировках векторного магнитного потенциала и процессов теплопередачи.

Процессы преобразования электрической энергии переменного тока в энергию электромагнитного поля и тепловую в шинах ГШП описываются электротепловой моделью [3], включающей уравнения переменного электромагнитного поля в частотной формулировке для амплитуд векторного магнитного потенциала и уравнения теплопередачи в пространственной системе «главный шинный пакет (проводники) – охлаждающая и окружающая среда».

$$\begin{cases} j\omega\sigma_j(\theta_j)\mathbf{A}_j + \nabla\left[\left(\mu_0\mu_j(\theta_j)\right)^{-1}\nabla\times\mathbf{A}_j\right] = 0, \mathbf{B}_j = \text{rot}(\mathbf{A}_j), \\ \rho(\theta_j)_j C_p(\theta_j)_j (\mathbf{w}_j, \nabla\theta_j) - \nabla\left(\lambda(\theta_j)_j \nabla\theta_j\right) = Q(\theta)_j, \end{cases} \quad (1)$$

где $\sigma(\theta)$, $\mu(\theta)$ – удельная электропроводность, относительная магнитная проницаемость материалов;

ω – угловая частота; $\rho(\theta)$, $\lambda(\theta)$, $C_p(\theta)$ – плотность, удельная теплоемкость и теплопроводность; \mathbf{W}_j – скорость охлаждающего газа во внутреннем закрытом (при водяном охлаждении) или внешнем открытом контурах охлаждения

$|\mathbf{W}|_j = 0, \forall j \neq 2; |\mathbf{W}|_j = W_{\theta}, j = 2; Q_j$ – удельная мощность источников тепла, обусловленная резистивным и индукционным нагревом проводников вихревыми токами; $j = 1, 2, 3$ – соответственно, области медного или алюминиевого проводников, охлаждающей и охлаждающей среды.

Система уравнений электротепловой модели (1) замыкается условиями Кулона и соответствующими граничными условиями [4].

На границах сопряжения сред с разными электромагнитными свойствами

$$\mathbf{n}_{i,k} \times (\mathbf{H}_i - \mathbf{H}_k) = 0, \forall i, k \in (1,3), i \neq k, \quad (2)$$

магнитной изоляции

$$\mathbf{A}_k = 0, \quad (3)$$

сопряжения сред с различными теплофизическими свойствами

$$\mathbf{n}_i \cdot (\lambda(\theta_i)_i \nabla \theta_i) = \mathbf{n}_k \cdot (\lambda(\theta_k)_k \nabla \theta_k), \forall i, k \in (1,3), i \neq k, \quad (4)$$

теплообмена

$$\mathbf{n}_i \cdot (\lambda(\theta_i)_i \nabla \theta_i) = Q_0 + \alpha(\theta_{oc}, \theta_i, w) \cdot (\theta_{oc} - \theta_i), \forall i \in (1,3), \quad (5)$$

где i, k – индексы, обозначают внутренние и внешние границы подобластей в расчетной области; oc – окружающая среда; \mathbf{n} – вектор нормали к граничной поверхности подобласти.

Математическая реализация электротепловой модели (1)–(5) может быть существенно упрощена, если, с учетом соотношения геометрических размеров главного шинного пакета, перейти от пространственной формулировки к плоскопараллельной [3, 4]:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \bar{\mathbf{k}} \cdot A_z, \quad \mathbf{grad}(\theta) = \bar{\mathbf{i}} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial x} + \bar{\mathbf{j}} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial y}, \\ \mathbf{B} &= \bar{\mathbf{i}} \cdot B_x + \bar{\mathbf{j}} \cdot B_y, \quad \mathbf{H} = \bar{\mathbf{i}} \cdot H_x + \bar{\mathbf{j}} \cdot H_y \end{aligned} \quad (6)$$

при

$$\varepsilon_{Cu} = 1, \quad \varepsilon_{Al} = 1, \quad \mu_{Cu} = 1, \quad \mu_{Al} = 1. \quad (7)$$

Чтобы в расчетах электротеплового состояния шин ГПП исключить систему уравнений Эйлера для вектора скорости охлаждающего воздуха, принималось допущение, что преобладающую роль в теплообмене играет вертикальная составляющая скорости w_y , а остальными w_x , w_z можно пренебречь и рассматривать

$$\mathbf{w} \approx \bar{\mathbf{j}} \cdot w_y.$$

Для определения скорости потока воздуха в каналах между шинами ГПП применялась теория подобия и обобщенные критериальные уравнения для режимов свободной и вынужденной конвекции. Выделялись два условия [5]:

$$\text{Re}_{джс} \frac{\Delta}{b} \text{Pr}^{5/6} > 15,$$

когда необходимо учитывать изменение скорости свободной конвекции по высоте b шины ГПП, и

$$\frac{\Delta}{b} > 0,067 \text{Re}_{джс} \text{Pr}^{5/6}$$

когда скорость свободной конвекции вдоль шины ГПП стабилизируется.

Переход от одного режима к другому соответствует условию равенства подъемных сил f_g и сил вязкости f_{μ} .

Следовательно,

$$\frac{g\beta(t_{uu} - t_{oc})\delta\Delta}{2\nu w_y} \approx 1,$$

где $\delta = \lambda_{\text{air}}/\alpha_k$ или $\delta = \Delta/2Nu$.

Это позволяет оценить скорость движения воздуха в канале между шинами ГПП в режиме свободной конвекции соотношением вида [6]:

$$w_y \approx \frac{g\beta(t_{uu} - t_{oc})\delta\Delta}{2\nu} \quad (8)$$

и применять электротепловую модель (1)–(7) как для режима вынужденной конвекции, так и для режима свободной конвекции воздуха, охлаждающего ГПП.

При моделировании электротепловых режимов работы учитывались температурные зависимости удельного сопротивления, плотности, удельной теплоемкости, коэффициентов теплопроводности. Для расчетов электромагнитного поля и поля температур применялся универсальный метод конечных элементов, который реализован в структуре средств COMSOL Multiphysics, что не требует дополнительных затрат времени и ресурсов на разработку алгоритмов, программ и их отладку. С учетом нелинейности системы уравнений электротепловой модели и граничных условий (1)–(8) проводились итерационные вычисления с варьированием амплитудных значений токов в проводниках ГПП, скорости свободной конвекции воздуха, коэффициентов теплообмена нагретой поверхности шин с окружающей средой на каждом шаге итерации.

Внешние границы расчетной области располагались на таком удалении от шин, чтобы можно было пренебречь их влиянием на электромагнитное поле и на температурный режим ГПП. Плотность распреде-

ления конечных элементов увеличивалась в области ГШП. Это позволило снизить требования к ресурсам вычислительной техники и обеспечить точность результатов расчета.

Расчеты проводились для шихтованных двухрядных и однорядных ГШП с медными и алюминиевыми шинами прямоугольного сечения, а также двухрядных ГШП с трубчатыми шинами коридорного и шахматного исполнения.

Электромагнитное поле ГШП с двумя рядами шин имеет характерные особенности (рис. 1, а). Оно практически отсутствует между рядами ГШП. Его интенсивность со стороны крайних шин почти в 2 раза ниже, чем у однорядных. Это весьма благоприятно влияет на уменьшение потерь в стальных конструкциях, окружающих ГШП. Потери в стали могут быть снижены в 4 раза по сравнению с однорядными ГШП при одинаковой токовой нагрузке. Уменьшение ширины ряда шин за счет снижения их толщины с 20 мм до 12 мм и ширины канала между ними снижает максимум векторного магнитного потенциала на 8,6 % и, следовательно, снижает максимум индукции и напряженности магнитного поля, а также добавочных потерь в ГШП.

Максимальное значение плотности тока в алюминиевых шинах при токе 100 кА достигает 2,003 А/мм², а в медных шинах – 2,773 А/мм². Таким образом, максимальная плотность тока в медных шинах больше в 1,384 раза при меньшем в 1,66 раза сечении по сравнению с алюминиевыми шинами. Распределение токов в шинах симметрично относительно середины ширины пакета, действующие значения токов, за исключением крайних шин, практически одинаковы. Относительное уменьшение активных потерь в медных шинах ГШП составляет 4,9 % по отношению к алюминиевым шинам.

Распределение температур в расчетной области ГШП показывает, что превышение температуры шин верхнего ряда над температурой окружающей среды на 21–28 % выше, чем нижнего (рис. 1, б). Это связано, прежде всего, с тем, что верхние шины охлаждаются потоком воздуха, который подогрет нижним рядом шин. В ГШП из медных шин зона высокого нагрева более локализована из-за меньших размеров каналов и шин. Однако максимальные значения температуры отличаются незначительно – на 1–3 °С. Температурный режим работы однорядных ГШП с медными шинами толщиной 10 мм (до 70 °С [7]) можно обеспечить при включении принудительного обдува со скоростью воздушного потока 5,71 м/с и его температурой на входе в ГШП не выше 35 °С, что увеличивает эксплуатационные затраты.

Следует отметить, что масса двухрядного ГШП с медными шинами будет в 1,98 раза больше, что потребует соответствующего усиления металлоконструкций и затрат для его монтажа. Кроме того, общая стоимость медных шин более чем 5 раз превышает сто-

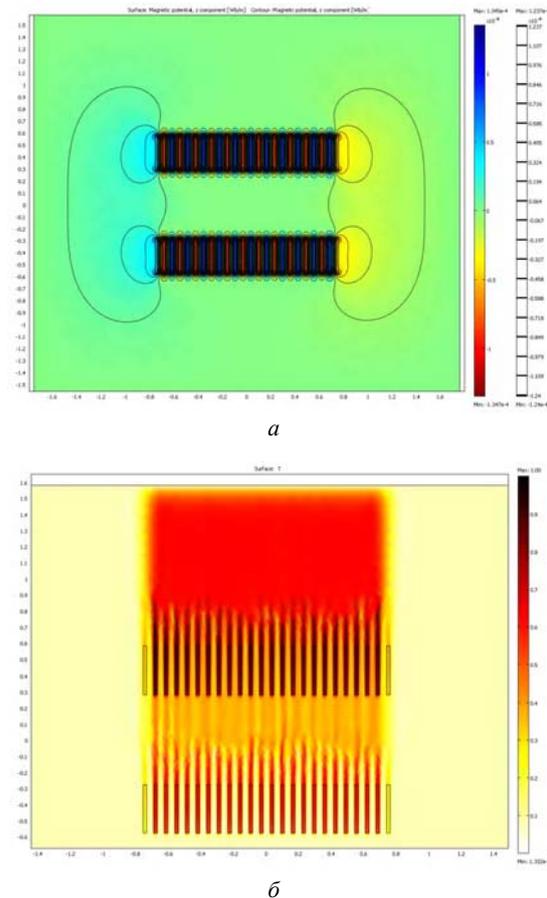


Рис. 1. Электромагнитное (а) и температурное (б) поля двухрядного ГШП

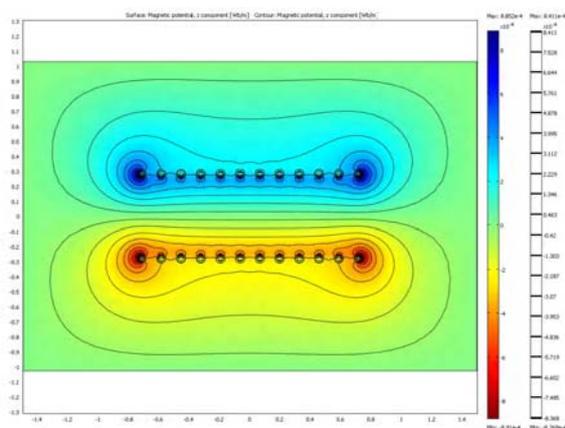
имость алюминиевых. Масса однорядного ГШП с медными шинами толщиной 10 мм будет на 17 % меньше, чем у двухрядного алюминиевого, однако общая стоимость медных шин будет больше в 2 раза, активные потери – в 2,5 раза.

Анализ существующих конструкций ГШП с водяным охлаждением показал, что наибольшее распространение получили ГШП так называемого «коридорного» исполнения. Это обуславливается удобством монтажа отводов ГШП, хотя ГШП «шахматного» типа обладают лучшими характеристиками по потерям и реактивности.

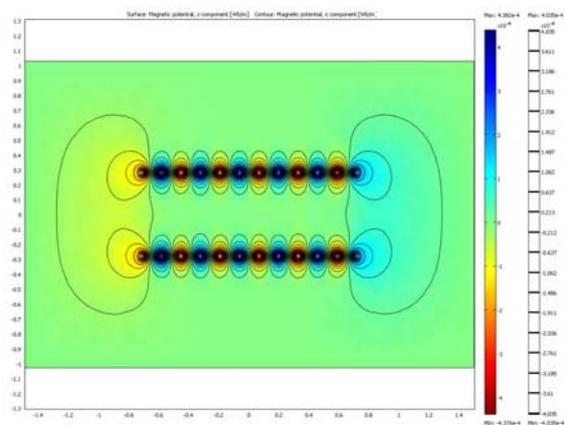
Так как шины одной полярности расположены в ряд, то электромагнитные поля ГШП коридорного типа с двумя рядами шин существенно отличаются от таких же ГШП с шахматным расположением медных труб. Максимальное значение векторного магнитного потенциала для коридорного расположения труб в 2,08 раза больше шахматного (рис. 2, а, б). При этом магнитное поле вытесняется в область металлоконструкций, на которые устанавливается ГШП (рис. 2, а), что вызовет повышенный нагрев вихревыми токами. Отводы ГШП коридорного типа должны размещаться с внешней стороны каждого из рядов вне зоны действия сильных электромагнитных полей. Если в зоне силь-

ных электромагнитных полей будут располагаться металлоконструкции ГПП, то это потребует их защиты экранами или использования дорогостоящей маломагнитной стали, удорожающей такую конструкцию.

При шахматном расположении труб магнитное поле локализуется в достаточно узкой области, прилегающей к рядам ГПП, но вытесняется за крайние шины. Даже для шахматного расположения труб (рис. 2, б) максимум векторного магнитного потенциала более чем в 3 раза превышает аналогичное значение для двухрядного ГПП с алюминиевыми шинами (рис. 1, а). Это будет вызывать увеличение их индуктивного сопротивления.



а



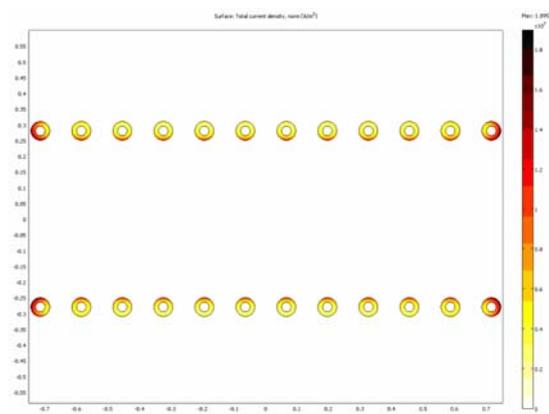
б

Рис. 2. Распределение векторного магнитного потенциала в двухрядных ГПП с медными трубами (60/30 мм):

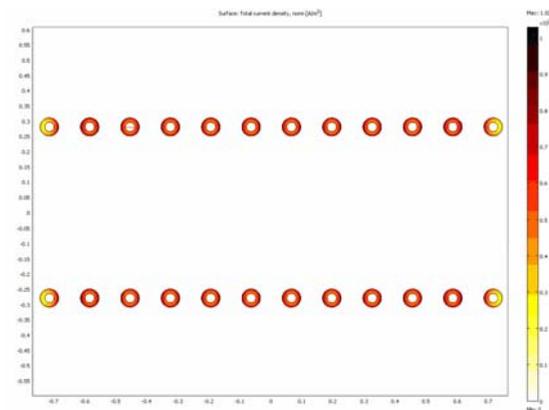
а – коридорного типа, б – шахматного типа

Распределение токов в шинах также определяется типом расположения шин (рис. 3). При коридорном расположении действующие значения токов в шинах постепенно уменьшаются от края ряда к его середине с 6873 А до 3653 А. Для шахматного типа расположения шин крайние медные трубы наименее нагружены. Действующие значения токов увеличиваются от края к середине каждого ряда труб с 3274 А до 4542 А.

Тип расположения медных труб в рядах ГПП определяет совместное влияние поверхностного эффекта и эффекта близости на распределение плотности тока в шинах (рис. 4). При шахматном расположении, распределение плотности тока в вертикальном сечении труб подобно и симметрично (рис. 4, б, г). Они отличаются по модулю, меньшие значения – от 3,5 А/мм² до 5,5 А/мм² – для крайних шин (рис. 4, б), большие – 4,8 А/мм² до 7,6 А/мм² – для средних шин (Рис. 4, г). В горизонтальном сечении средних шин плотность тока выше, она изменяется от 5,2 А/мм² до 10 А/мм² (рис. 4, в), сохраняя общий симметричный характер распределения. В горизонтальном сечении крайней трубы наблюдается сильно выраженная неравномерность плотности тока (рис. 4, а).



а



б

Рис. 3. Распределение плотности тока в двухрядных ГПП с медными трубами (60/30 мм):

а – коридорного типа, б – шахматного типа

На внешней образующей с внешней стороны ГПП она составляет 4,05 А/мм², на половине толщины стенки трубы – 2,7 А/мм², а на внутренней поверхности, которая охлаждается водой – 2,85 А/мм² (рис. 4, а). На внешней стороне, направленной вовнутрь ряда ГПП, плотность тока увеличивается от внутреннего радиуса к наружному с 4,6 А/мм² до 9,2 А/мм² (рис. 4, а).

Для всех сечений трубы рост плотности тока от внутреннего радиуса к наружному обуславливается, прежде всего, поверхностным эффектом. Большие значения плотности тока в горизонтальном сечении по сравнению с вертикальным вызваны эффектом близости к токам противоположного направления в смежных трубах.

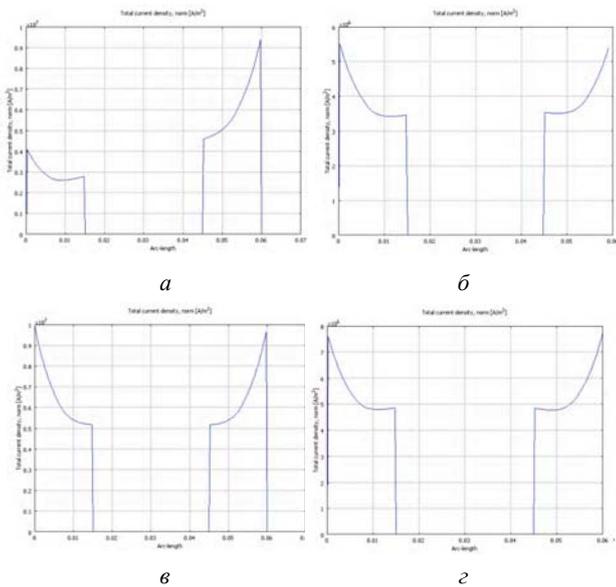


Рис. 4. Распределение плотности тока в сечениях медных труб (60/30 мм) двухрядных ГШП шахматного типа: а – горизонтальное сечение крайних труб, б – вертикальное сечение крайних труб, в – горизонтальное сечение средних труб, г – вертикальное сечение средних труб

При коридорном расположении труб симметричное распределение плотности тока наблюдается только в горизонтальном сечении средних труб (рис. 5, в). Плотность тока уменьшается от внешней поверхности к внутренней с 5,0 А/мм² до 3,5 А/мм², а минимальная плотность тока достигается в середине толщины стенки медной трубы и равна 3,4 А/мм².

Распределение плотности токов в остальных сечениях асимметричное: большие значения – на наружном, меньшие – на внутреннем радиусе (рис. 5, а, б, г), что объясняется влиянием поверхностного эффекта.

Распределение плотности тока по наружной поверхности таких труб неравномерное. Из-за эффекта близости ток вытесняется в сторону более слабого магнитного поля. Поэтому плотность тока в этих областях возрастает до максимальных значений 12,0–18,0 А/мм² (рис. 5), что может вызвать локальный перегрев медных труб, их деформацию и разрушение из-за методичного изменения термонапряженного состояния при работе печей графитации. Увеличение расстояния между трубами ГШП позволяет существенно уменьшить влияние эффекта близости. Активные потери в ГШП с трубошинами в 1,49 раза выше, чем для двухрядного ГШП с алюминиевыми шинами.

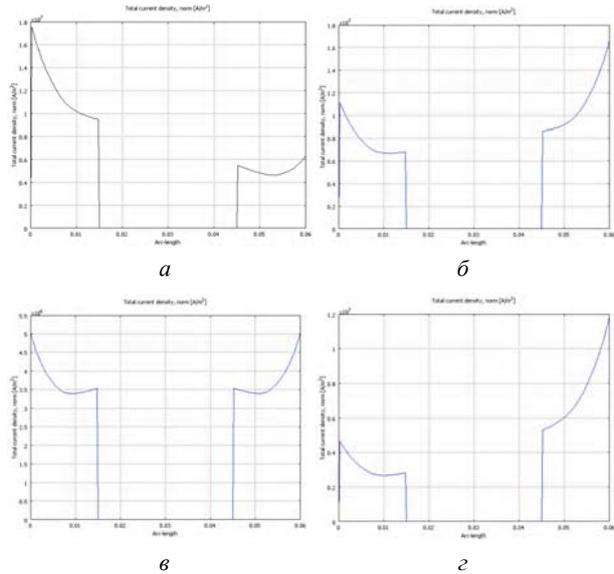


Рис. 5. Распределение плотности тока в диаметральной сечении медных труб (60/30 мм) двухрядных ГШП коридорного типа:

а – горизонтальное сечение крайних труб, б – вертикальное сечение крайних труб, в – горизонтальное сечение средних труб, г – вертикальное сечение средних труб

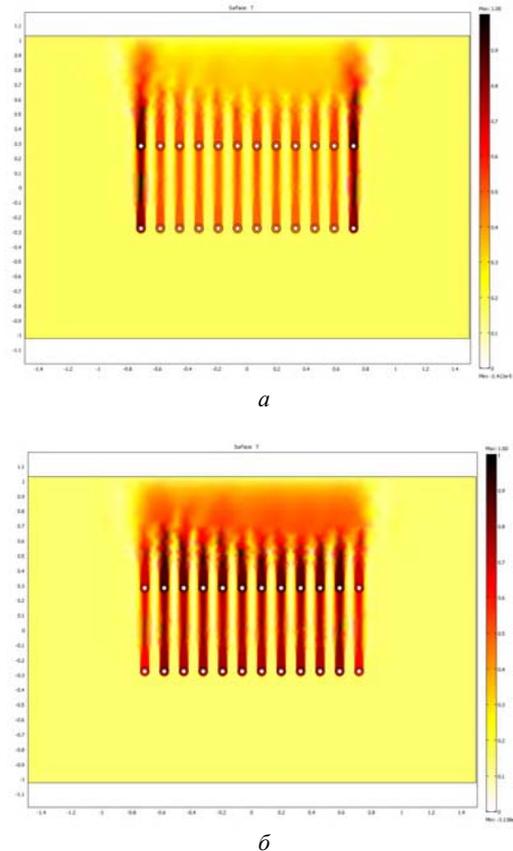


Рис. 6. Распределение безразмерных температур в расчетной области двухрядных ГШП:

а – коридорное расположение труб, б – шахматное расположение труб

Поля температур для каждого типа ГШП с медными трубами и водяным охлаждением определяются распределением мощности тепловыделения в поперечном сечении пакета шин. Для ГШП коридорного типа мощность тепловыделения в крайних шинах выше, следовательно, выше интенсивность теплоотдачи от них и температура (рис. 6, а). В ГШП шахматного типа этот эффект проявляется для средних труб пакета (рис. 6, б). Допустимые температуры шин обеспечиваются интенсивным водяным охлаждением ГШП.

Выводы

Численным методом была проведена оптимизация расположения шин ГШП на основе метода упорядоченного перебора по критерию минимума активных потерь, обеспечивающая уменьшение добавочных потерь до 12,5 %.

На основе результатов численного моделирования сопряженных электромагнитных и тепловых полей, анализа электротепловых режимов работы рассмотренных конструктивных исполнений ГШП установлено, что лучшими техническими характеристиками обладают ГШП с плоскими шинами. Однорядные ГШП с плоскими шинами требуют принудительного воздушного охлаждения только при достижении 80–100 % максимальной мощности графитации. ГШП с трубами обладают высокой реактивностью и увеличенным почти в 2 раза падением напряжения. Хотя масса такого ГШП на 40 % меньше массы двухрядного ГШП с алюминиевыми шинами, стоимость медных шин будет в 1,5 выше. Кроме того, необходимо учесть допол-

нительные затраты, связанные с водоподготовкой и работой системы охлаждения ГШП, которая должна обеспечивать скорость охлаждающей воды не ниже 0,8 м/с. При этом объемный расход воды составит 195 м³/час.

Оптимизация расположения шин ГШП по критерию минимума активных потерь обеспечивает снижение добавочных потерь до 12,5 % по отношению к существующей конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данцис Я. Б. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей / Я. Б. Данцис, Г. М. Жилов. – М. : Metallurgia, 1987. – 320 с.
2. Чалых Е. Ф. Оборудование электродных заводов: Учебное пособие для вузов / Е. Ф. Чалых. – М. : Metallurgia, 1990. – 238 с.
3. Идентификация характеристик системы резистивно-индукционного нагрева для транспортировки хлора методами математического моделирования / [С. Т. Ярымбаш, И. М. Килимник, Д. С. Ярымбаш, Д. А. Литвинов] // Материалы МНТК «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Харьков, 2010. – С. 320–324.
4. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле / Л. А. Бессонов – М. : Высшая школа, 2003. – 317 с.
5. Михеев М. А. Основы теплопередачи / М. А. Михеев, И. М. Михеева. – М., «Энергия», 1977. — 344 с.
6. Исаченко В. П. Теплопередача. Учебник для вузов / В. П. Исаченко, В. А. Осипова, А. С. Сухомел. – М.: Энергия, 1975. – 488 с.
7. Правила устройства электроустановок. ПУЭ-2009. – Харьков : ООО Форт, 2010. – 704 с.

Надійшла до редакції 28.12.2011

Ярымбаш С.Т., Килимник І.М., Ярымбаш Д.С. Особливості електротеплових режимів головних шинних пакетів секцій печей графітації змінного струму

Запропоновано математичну модель взаємозв'язаних електротеплових процесів у головних шинних пакетах печей графітації змінного струму. Проведено оптимізацію взаємного розташування шин, що забезпечило зменшення додаткових втрат.

Ключові слова: математична модель, коротка електрична мережа, головний шинний пакет, електромагнітне поле, теплопередача, струморозподіл, активні втрати, реактивний опір.

Yarymbash S., Kylymnyk I., Yarymbash D. Features of electrothermal conditions of main bus packets of AC graphitizing furnace sections

The authors propose a mathematical model of interrelated electrothermal processes in main bus packets of AC graphitizing furnaces. Optimal relative position of buses has been determined reducing stray-load loss.

Key words: mathematical model, short electric supply lines, main bus packet, electromagnetic field, heat transfer, current distribution, active loss, reactance.

Канд. техн. наук Н. С. Голубенко¹, канд. техн. наук Д. Г. Алексеевский²,
д-р техн. наук П. Д. Андриенко², И. Ю. Немудрый³

¹ООО «ПКТБ «КОНКОРД», г. Днепропетровск,

²Запорожская государственная инженерная академия,

³ОАО «НИИ «Преобразователь», г. Запорожье

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЭУ С АЭРОДИНАМИЧЕСКИМ МУЛЬТИПЛИКАТОРОМ В РЕЖИМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ СКОРОСТИ ВЕТРОТУРБИН

В статье рассматривается электромеханическая система ветроэнергетической установки на базе схемы с аэродинамическим мультипликатором. Приводится описание математической модели электромеханической системы. Исследуется вопрос об эффективности алгоритма управления ветротурбинами на основе стабилизации их скорости вращения.

Ключевые слова: ветроэнергетическая установка, ветротурбина, генератор, система управления, математическая модель.

Анализ проблемы и постановка задачи

Проблема согласования механических режимов ветротурбины и генератора возникает уже при выборе структуры электромеханической системы ветроэнергетической установки (ВЭУ). Сегодня развиваются и конкурируют на рынке производителей ветроэнергетических установок несколько концепций построения электромеханических систем ВЭУ.

Классическим решением можно считать схему «ветротурбина-мультипликатор-высокоскоростной генератор». Ее главным достоинством являются относительно высокие массогабаритные показатели генератора. К недостаткам следует отнести механические потери энергии в мультипликаторе и дополнительные затраты на его обслуживание.

Успешно конкурирует с классической структурой безмультипликаторная схема «ветротурбина-низкоскоростной генератор». ВЭУ этого класса, например, созданы специалистами компаний EWT, Siemens, ScanWind. Однако эта структура требует больших тяжелых генераторов, способных преобразовывать механическую энергию при малых скоростях и больших моментах на валу ветротурбины.

Еще одной альтернативой является схема с так называемым аэродинамическим мультипликатором [1]. Она сочетает в себе как отсутствие механического мультипликатора, так и возможность применения относительно высокоскоростного генератора.

Особенностью электромеханической системы этого типа является наличие трех каналов преобразования мощности ветрового потока. Одним из алгоритмов управления подобного рода системой является двухзонное регулирование. В первой рабочей зоне регулирование осуществляется при фиксированном угле

установки лопастей ветроколеса. В этом режиме управление системой производится с помощью силового электрооборудования ВЭУ. Во второй зоне, в которой необходимо ограничивать мощность, отбираемую от ветрового потока, регулирование осуществляется путем изменения угла установки лопастей.

Для регулирования электромеханической системы в первой зоне может быть использован способ, в основе которого лежит стабилизация скорости вращения вала ветротурбин путем управления моментами их генераторов. Целью регулирования в первой зоне является достижение максимальной выработки электроэнергии. В связи с этим возникает проблема анализа эффективности предложенного алгоритма управления электромеханической системой.

Данная работа посвящена построению математической модели электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультипликатором и исследованию, с ее помощью, вопроса об эффективности предложенного алгоритма.

Математическая модель системы

На рисунке 1 показана функциональная схема электромеханической системы ВЭУ с аэродинамическим мультипликатором.

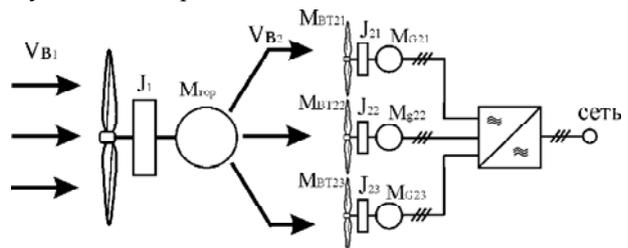


Рис. 1. Функциональная схема электромеханической системы ВЭУ

Первичный ветровой поток V_{B1} взаимодействует с ветроколесом и передает ей часть кинетической энергии, приводя во вращение ветроколесо с угловой скоростью ω_1 . Вследствие торможения ветрового потока появляется момент ветроколеса

$$M_{BK} = M_{BK}(V_{B1}, \omega_1). \quad (1)$$

Для его описания удобно использовать известную зависимость коэффициента эффективности отбора мощности ветроколесом $Cp(z)$ от быстроходности:

$$z = \frac{\omega_1 \cdot R_{BK}}{V_{B1}}, \quad (2)$$

и известную зависимость мощности ветроколеса:

$$P_{BK} = \frac{\rho \cdot S_{BK} \cdot V_{B1}^3 \cdot Cp(z)}{2}. \quad (3)$$

Выразив площадь, ометаемую ветроколесом S_{BK} через ее радиус R_{BK} , получаем выражение для момента:

$$M_{BK} = \frac{\pi \cdot \rho \cdot V_{B1}^3 \cdot R_{BK}^2 \cdot Cp(z)}{2 \cdot \omega_1}. \quad (4)$$

Полученное выражение реализуется в структуре модели блоком А (рисунок 2).

Динамика первичной аэромеханической подсистемы описывается уравнением движения:

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_{BK}(V_{B1}, \omega_1) - M_{TOP1}(P_{BK}, \omega_1) - M_{TP1}(\omega_1), \quad (5)$$

где J_1 – момент инерции вращающихся масс первичной аэромеханической подсистемы;

$M_{TOP1}(P_{BK}, \omega_1)$ – суммарный момент торможения, вызванный отбором кинетической энергии вращения ветроколеса тремя турбинами;

$M_{TP1}(\omega_1)$ – момент механических потерь первичной аэромеханической подсистемы.

Интегральная форма уравнения (5) с учетом начальных условий – $\omega_1(0)$ реализуется в структуре модели блоком В (рисунок 2).

Блоки А и В образуют первичную аэромеханическую систему, на выходе которой, с учетом радиуса закрепления генераторов на лопасти R_2 , создается вторичный воздушный поток V_{B2} .

Вторичный воздушный поток воздействует на три ветротурбины. Таким образом происходит передача кинетической энергии вращения ветроколеса через ветротурбины генераторам. Аэромеханическая подсистема ветротурбины по структуре подобна первичной

подсистеме. Разница заключается в параметрах компонента и в том, что торможение ветротурбин осуществляется генератором с моментом M_G . Вторичная аэромеханическая система описывается следующими уравнениями:

$$M_{BTn}(V_{B2}, \omega_{2n}) = \frac{\pi \cdot \rho \cdot V_{B2}^3 \cdot R_{BT}^2 \cdot Cp(z)}{2 \cdot \omega_{2n}}, \quad (6)$$

$$J_{2n} \frac{d\omega_{2n}}{dt} = M_{BTn}(V_{B2}, \omega_{2n}) - M_{Gn} - M_{TP2n}(\omega_{2n}). \quad (7)$$

Второе число n в индексе указывает на номер канала преобразования мощности.

Момент генератора в рассмотренной модели задается электрооборудованием ВЭУ путем регулирования на уровне заданного момента в контуре подчиненного регулирования скоростью ветротурбин. На модели контур регулирования моментом не показан.

Контур регулирования скорости турбин реализуется блоком Е. С помощью блока Е обеспечивается внешний контур обратной связи системы управления.

Анализ результатов моделирования

С помощью математической модели были получены графики выработки электроэнергии. На рисунке 3 показан график выработки при стабилизации скорости вращения турбин в относительных единицах (сплошная линия) и для сравнения приведен график оптимального отбора мощности при $Cp = Cp^{max}$ (пунктирная линия). Более детально участок ниже номинальной скорости показан на рисунке 4.

Отклонение фактической мощности от максимальной, в относительных единицах, показано на рисунке 5.

Как можно видеть из графиков, существует достаточно широкий диапазон скоростей ветрового потока, в котором режим ветротурбины практически не отличается от оптимального режима. Таким образом, наблюдается эффект автостабилизации аэромеханической системы ВЭУ в режиме оптимального отбора мощности ветрового потока. Это дает возможность не применять на этом участке сложных алгоритмов управления ВЭУ для обеспечения оптимального отбора мощности.

Заключение

В работе рассмотрены режимы работы ВЭУ без ограничения мощности нагрузки. Подобная система используется при работе ВЭУ на глобальную сеть, либо при наличии технических устройств по сбросу избытка мощности.

Выявленный эффект автостабилизации аэромеханической системы в оптимальном режиме, безусловно, является одним из существенных преимуществ предложенной концепции построения ВЭУ.

Результаты моделирования могут быть использованы при оптимизации управления ВЭУ с аэродинамическим мультиплицированием.

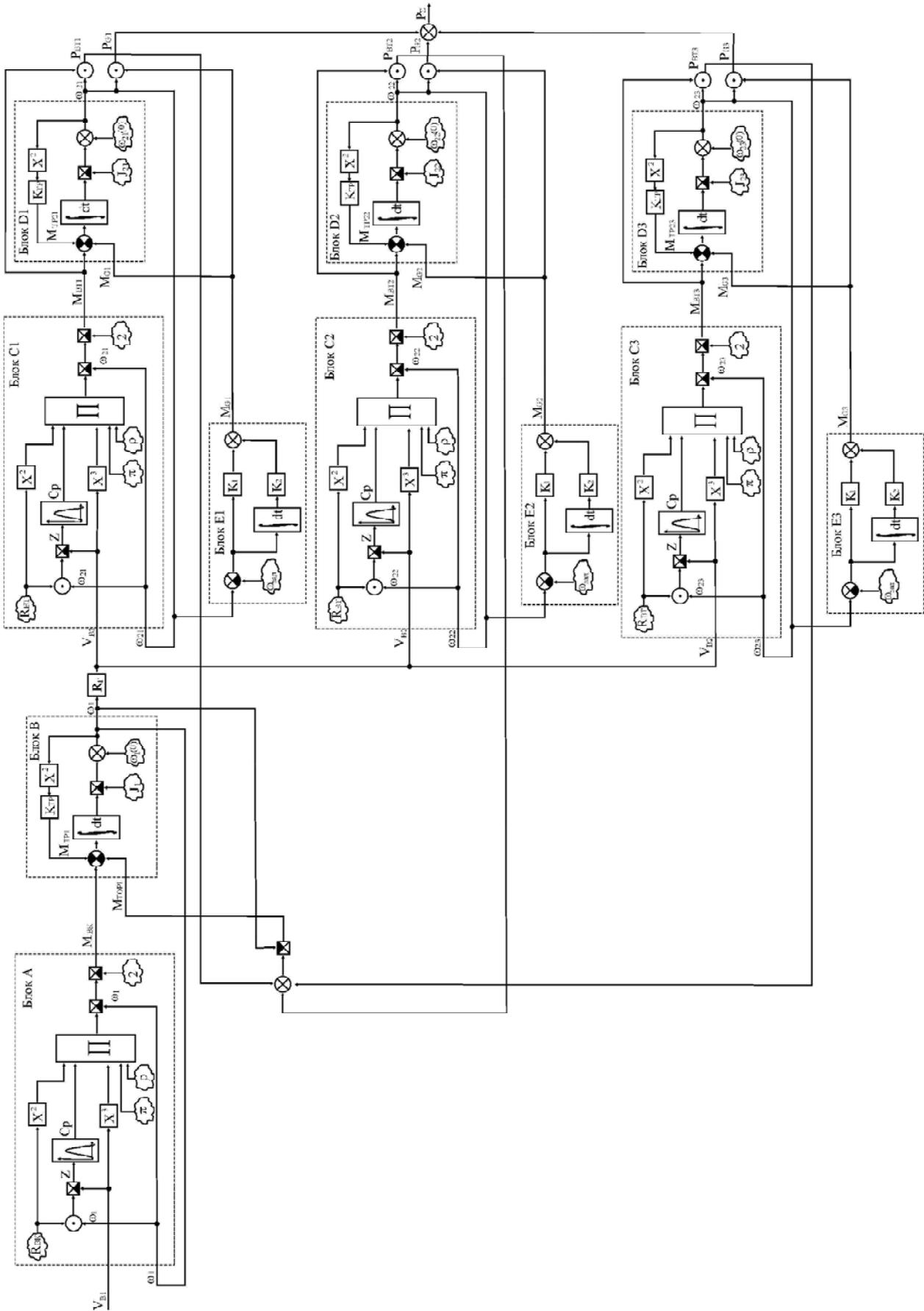


Рис. 2. Блок-схема модели электромеханической системы ВЭУ

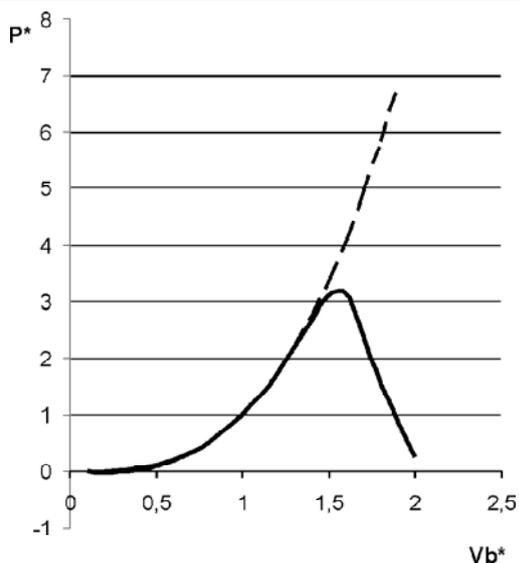


Рис. 3. График выработки ВЭУ

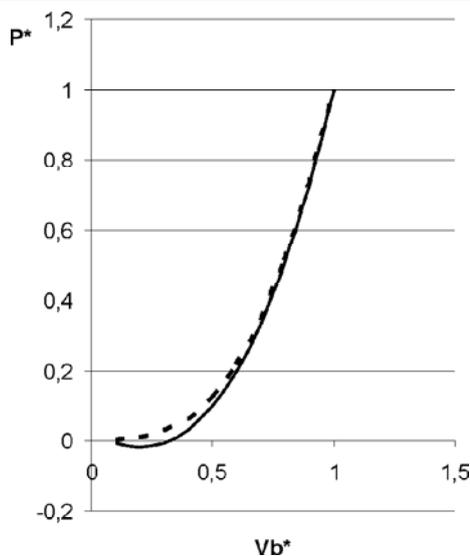


Рис. 4. График выработки ВЭУ (начальный участок)

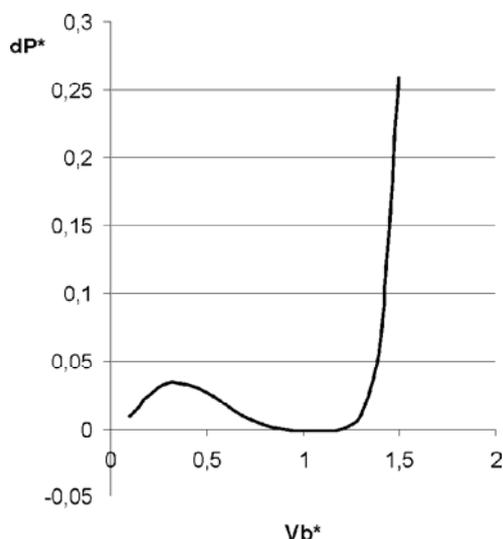


Рис. 5. График отклонения от оптимальной мощности ВЭУ

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тенденции развития ветроэнергетики и безмультипликаторные ветровые установки / [Н. С. Голубенко, С. И. Довгалюк, А. М. Фельдман, В. А. Цыганов] // Нетрадиционная энергетика XXI века : материалы IV Международной конференции. – Крым, Гурзуф, 2003. – С. 68–74.
2. Голубенко Н. С. Аэродинамические особенности безмультипликаторной турбогенераторной схемы ветроэнергетической установки большой мощности / Н. С. Голубенко // Нетрадиционная энергетика XXI века : материалы IV Международной конференции. – Крым, Гурзуф, 2003. – С. 125–132.
3. Миргород В. Ф. Управление ветроэнергетической установкой большой мощности по запасам аэродинамической устойчивости / В. Ф. Миргород // Вестник двигателестроения. – 2009. – № 3. – С. 67–70.

Надійшла до редакції 03.03.2011

Голубенко Н.С., Андрієнко, П.Д. Алексієвський Д.Г., Немудрий І.Ю. Моделювання електромеханічної системи ВЕУ з аеродинамічним мультиплікатором в режимі стабілізації швидкості вітротурбін

У статті розглядається електромеханічна система вітроенергетичної установки на базі схеми з аеродинамічним мультиплікатором. Наводиться опис математичної моделі електромеханічної системи. Досліджується питання про ефективність алгоритму керування вітротурбінами на основі стабілізації їх швидкості обертання.

Ключові слова: вітроенергетична установка, вітротурбіна, генератор, система управління, математична модель.

Golubenko N., Andriyenko P., Alekseevskiy D., Nemudriy I. Modeling of electromechanical system of wind power station with aerodynamic multiplier in the mode of wind turbines speed stabilization

The article deals with the electromechanical system of wind power plants based on the scheme with an aerodynamic multiplier. A mathematical model of the electromechanical system is described. Investigation of control algorithm efficiency based on wind turbines stabilization is discussed.

Key words: wind power, wind turbine, generator, control system, mathematical model.

Д-р техн. наук А. В. Єршов, д-р фіз.-мат. наук С. В. Лоскутов, С. В. Сейдаметов,
канд. техн. наук І. М. Коцур, д-р техн. наук Г. І. Камель

Запорізький національний технічний університет

ЕНЕРГЕТИЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРИЧНОГО ВИБУХУ ПРОВІДНИКА У РІДИНІ

Розроблено метод розрахунку температури, тиску пари у стовпі розряду та тиску ударної хвилі при вибуху металевого провідника у рідині. Виконано співставлення розрахунків тиску ударної хвилі у рідині з експериментом.

Ключові слова: електричний вибух провідників, плазма, ударна хвиля, гідродинамічний тиск.

Електричний вибух провідників (ЕВП) у рідині створює ударну хвилю високого тиску, який може становити кілька десятків тисяч атмосфер [1–3]. Завдяки цьому це явище може бути застосованим для процесів обробки металу, отримання мікро- та нанодисперсних порошків. При цьому залишаються недостатньо вивченими процеси перетворення енергії при ЕВП, що ускладнює виконання розрахунків для оптимізації процесу.

Зокрема, у проведених нами експериментах нез'ясованим залишається той факт, що тиск ударної хвилі дуже слабо залежить від енергії, яка вводиться в провідник під час вибуху. Наприклад, при збільшенні напруги на обкладинках конденсатора з 2 до 8 кВ енергія ЕВП зростала в 16 разів, у той час як тиск ударної хвилі збільшувався лише на 7 %, з 157 до 167 МПа.

В роботі [1] показана наявність двох стадій процесу, які відрізняються характером зміни струму і напруги. Перша стадія відповідає нагріванню провідника до температури кипіння при порівняно повільній зміні струму і напруги. У другій стадії відбувається вибухоподібний перехід провідника у пароплазмовий стан при різкому зростанні напруги та зменшенні струму. Тривалість цього процесу складає 0,5 мкс, що приблизно на порядок менше тривалості нагрівання провідника до кипіння. Особливістю стадії вибуху провідника є не тільки підвищення тиску, але і зміщення кордону пароплазмової області на 0,5 мм щодо початкового положення до вибуху.

Тиск ударної хвилі визначається енерговиділенням в обсязі провідника під час вибуху. Однак визначення параметрів процесу нагрівання являє собою складну задачу, пов'язану з різкою зміною електропровідності металу при ЕВП.

Метою роботи є розробка моделі нагрівання матеріалу провідника в твердому, рідкому і газоподібному станах при ЕВП і визначення тиску ударної хвилі, яка утворюється при вибуху провідника.

Модель нагрівання провідника при розрядженні конденсатора

Процес нагріву провідника при ЕВП включає в себе дві стадії: 1) нагрівання провідника в твердому і рідкому станах; 2) нагрівання провідника в газоподібному стані, який збігається з моментом вибуху. Перша стадія нагрівання відбувається при зростанні струму в розрядному контурі до моменту закипання провідника.

Рівняння теплового балансу при нагріванні провідника розрядним струмом $I = I_m \sin \omega t$ на опорі R з урахуванням лінійної залежності опору від температури $R = R_0 \alpha t$ дає залежність температури T від часу t

$$\nu C_m \alpha T = R_0 \alpha I_m^2 \sin^2 \omega t d\tau, \quad (1)$$

де ν – кількість молей матеріалу провідника; C_m – мольна теплоємність провідника; T – температура провідника; α – температурний коефіцієнт опору провідника; I_m – амплітуда струму в контурі; $\omega = 2\pi/T_k$ – циклічна частота коливань контуру з періодом коливань T_k ; τ – час нагрівання провідника від початкової температури T_0 до температури кипіння T_k .

Оцінки показують, що вибух провідника відбувається при струмі значно меншому, ніж амплітудний струм контуру. При цьому можна спростити рішення, якщо використовувати розкладання функції синуса в ряд і обмежитися першим членом розкладання, вважаючи, що

$$I \approx I_m \omega t. \quad (2)$$

Інтегруючи (1) з урахуванням (2), знаходимо час нагрівання провідника від початкової температури T_0 до температури кипіння T_k у вигляді

$$\tau = 3 \sqrt{\frac{3\nu C_m \ln \frac{T_k}{T_0}}{I_m^2 \omega^2 \alpha R_0}}. \quad (3)$$

Розрахунок часу нагрівання дає величину струму в момент скипання провідника з (2)

$$I_k = \sqrt[3]{\frac{3\nu C_m I_m \omega}{\alpha R_0} \ln \frac{T_k}{T_0}} \quad (4)$$

Розрахунок I_k при мінімальному амплітудному струмі $I_m = 5 \cdot 10^4$ А, який відповідав мінімальній напрузі конденсатора $U = 2$ кВ, дає значення струму кипіння $I_k = 2,58 \cdot 10^4$ А. Отже, виконується умова $I_k < I_m$ і наближення (2) обґрунтовано. При зростанні I_m величина I_k згідно з (4), зростає повільніше, ніж I_m , оскільки $I_k \sim I_m^{1/3}$. При цьому наближення (2) стає більш точним. При закипанні провідника відбувається різке зростання опору струмопровідного каналу. Енергія, яка виділяється розрядним струмом, дорівнює енергії електромагнітного поля, приводить до зростання температури і тиску в пароплазмовій області та утворення фронту ударної хвилі. Таким чином, температура пароплазмового каналу в кінці розряду визначається виразом

$$T_n = T_k + \frac{LI_k^2}{2\nu C_n} \quad (5)$$

де L – індуктивність контуру, $L = 6,2 \cdot 10^{-7}$ Гн; C_n – молярна теплоємність парів міді; $T_k = 3000$ К – температура кипіння провідника з міді.

Оцінимо зміну опору провідника при переході у стан плазми. Враховуючи, що провідність плазми при розглянутих умовах складає $2 \cdot 10^4$ Ом $^{-1}$ м $^{-1}$, з [4], знаходимо опір плазмового стовпа на початку вибуху, який складе величину $R_{nl} = 2,63$ Ом. Тоді час релаксації струму розряду можна знайти з формули перехідного процесу

$$\tau_p = \frac{L}{R} = 2,35 \cdot 10^{-7} \text{ с.} \quad (6)$$

За цей час радіус плазмового стовпа, який розширюється зі швидкістю $a \approx 1,93 \cdot 10^3$ м/с, збільшиться на величину $\Delta r = a \cdot \tau = 4,54 \cdot 10^{-4}$ м. Тиск пари в стовпі розряду визначається за формулою

$$P_0 = \frac{\rho_0 R T_n}{\mu \left(1 + \frac{\Delta r}{r_0}\right)^2} \quad (7)$$

де ρ_0 – густина провідника; μ – молярна маса мідного провідника.

Тиск ударної хвилі, який вимірюється датчиком, розташованим на відстані l від провідника, визначиться за формулою [1]

$$P_p = (K \cdot P_0)^{0,5} (r_0 + \Delta r) / l \quad (8)$$

де $K = 2,6 \cdot 10^9$ Па – об'ємний модуль пружності води.

Результати розрахунку наведені в таблиці та графічно представлені на рис. 1–5.

Тиск P_0 в зоні вибуху ЕВП задовільно узгоджується з експериментальними результатами роботи [5]. Під час вибуху провідника різко зростає падіння напруги внаслідок підвищення опору пароплазмового каналу порівняно з опором металу

$$U_n = I_k \cdot R_{nl} \quad (9)$$

Таблиця 1 – Параметри процесу нагріву мідного провідника при електричному вибуху у воді

U , кВ	2	4	6	8	10
I_m , кА	50	100	150	200	250
I_k , кА	27,1	33	39,5	43	46,5
T_n , 10^3 К	20,3	30,6	39,0	47	54
P_0 , 10^9 Па	4,25	6,35	8,15	9,85	11,2
P_p , 10^8 Па	1,32	1,62	1,80	1,99	2,16
$P_{\text{э}}$, 10^8 Па	1,571	1,662	–	1,67	–
U_n , кВ	71,2	86,2	103	113	122

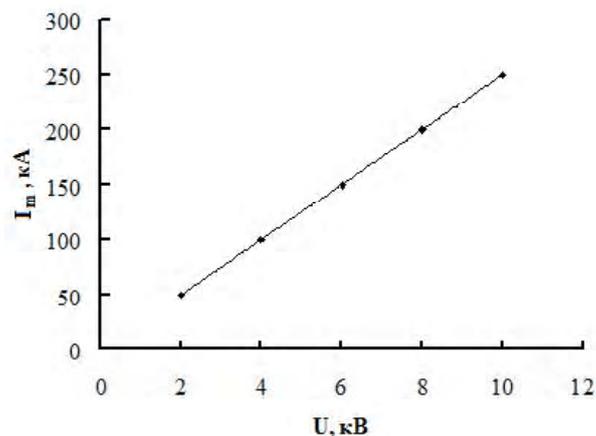


Рис. 1. Залежність амплітуди незатухаючих коливань струму I_m в контурі від напруги U на обкладках батареї конденсаторів

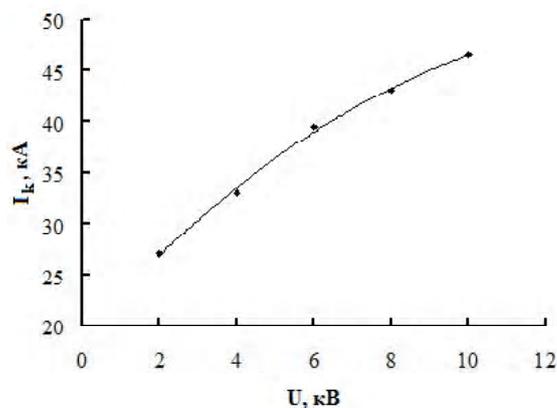


Рис. 2. Залежність струму кипіння I_k від напруги U на обкладках батареї конденсаторів

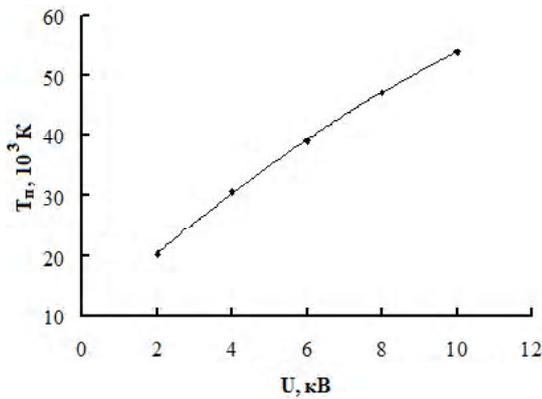


Рис. 3. Залежність температури плазми T_n від напруги U на обкладинках батареї конденсаторів

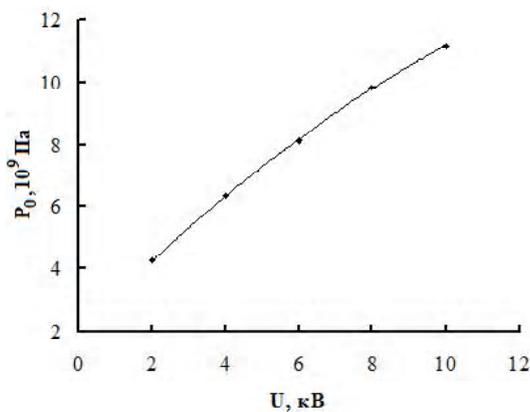


Рис. 4. Тиск пари P_0 в стовпі розряду в залежності від напруги U на обкладинках батареї конденсаторів

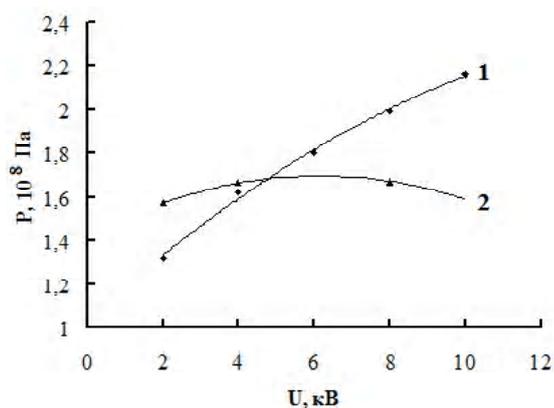


Рис. 5. Залежність тиску P ударної хвилі від напруги U на обкладинках батареї конденсаторів:
1 – розрахункова крива; 2 – експериментальна крива

Це падіння напруги долається ЕРС самоіндукції контуру. Розрахунок значень U_n в залежності від напруги на обкладинках конденсатора наведений в таблиці. З підвищенням струму розряду і напруги на обкладинках конденсатора напруга на стовпі дуги може досягати 10² кВ. При цьому можливі шунтуючі пробої в зовнішньому колі, які призводять до втрати енергії вибуху. Порівняння розрахункового значення тиску ударної хвилі P_p з експериментальним P_e показує істотне розходження, коли пікова напруга при вибуху перевершує 86 кВ. Така напруга пробиває зазори довжиною 3 см, що, можливо, і відбувалося при експериментах.

Енергія вибуху провідника визначається не запасом енергії конденсатора, а енергією електромагнітного поля в момент, попередній вибуху. Напруга на провіднику, який вибухає, в момент вибуху перевищує напругу конденсатора в 40÷60 разів за рахунок виникнення ЕРС самоіндукції.

Висновки

1. Розрахунками визначена температура і тиск металеві плазми, яка утворюється, в залежності від напруги розрядного конденсатора. Виконано зіставлення результатів розрахунків і вимірів тиску на фронті ударної хвилі.

2. Показано, що тиск і температура ударної хвилі зростають не пропорційно енергії зарядженого конденсатора, тому що енергія вибуху визначається енергією електромагнітного, а не електростатичного поля під час вибуху.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кортхонджия В.П. О природе импульсного давления, создаваемого взрывом проволоки в воде / В. П. Кортхонджия, М. О. Мдивнишвили, Э. К. Саралидзе // ЖТФ. – 2006. – Т. 76. – Вып. 11. – С. 43–46.
2. Особенности электрического взрыва проводников в жидкости / [И. С. Гасанов, Э. К. Гусейнов, В. М. Салманов, А. А. Агава] // Проблемы энергетики. – 2003. – № 5. – С. 6–8.
3. Григорьев А. Н. Давление при электрическом взрыве металлических фольг / А. Н. Григорьев, А. В. Павленко // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35. – № 18. – С. 65–72.
4. Котов Ю. А. Характеристики порошков оксида алюминия, полученных импульсным нагревом проволоки / Ю. А. Котов, О. М. Саматов // Поверхность. – 1994. – № 10–14. – С. 90–94.
5. Седой В. С. Получение высокодисперсных металлических порошков методом электрического взрыва в азоте пониженного давления / В. С. Седой, В. В. Валевиц // Письма в ЖТФ. – 1999. – Т. 25. Вып. 14. – С. 81–84.

Надійшла до редакції 25.01.2011

Ершов А.В., Лоскутов С.В., Сейдаметов С.В., Камель Г.И., Коцур И.М. Энергетические и динамические характеристики электрического взрыва проводника в жидкости

Разработан метод расчета температуры, давления пара в столбе разряда и давления ударной волны при взрыве металлического проводника в жидкости. Выполнено сопоставление расчетов давления ударной волны в жидкости с экспериментом.

Ключевые слова: электрический взрыв проводников, плазма, ударная волна, гидродинамическое давление.

Ershov A.V., Loskutov S.V., Seidametov S.V., Kamel, G.I., Kotsur I.M. Energy and dynamic characteristics of conductor electrical explosion in liquid

The authors propose the method of calculation of temperature and pressure in a discharge column and shock wave pressure at metal conductor explosion in liquid. The calculated shock wave in liquid is compared with the experimental data.

Key words: conductors electrical explosion, plasma, shock wave, hydrodynamic pressure.

ДО ВІДОМА АВТОРІВ

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»-призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля, теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентилі; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод,

електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціонування повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла, світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будівництва електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунок, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машин, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, виробни, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

Параметри сторінки:

- розмір сторінки – А4 (210x297);
- орієнтація – книжна;
- шрифт – Times New Roman Cyr, розмір - 12 pt;
- міжрядковий інтервал – 1,5;
- поля – 20 мм.

СТРУКТУРА СТАТТІ

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, місто та повна назва установи, в якій працює автор; прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, анотація та ключові слова трьома мовами: російською, українською та англійською; текст статті, список літератури. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів.

Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сіро-

го), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подати окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6x5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРАМИ), ТА ВСТАВКА ЇХ БЕЗПОСЕРЕДНЬО У ТЕКСТ СТАТТІ НЕ ДОЗВОЛЯЄТЬСЯ.

Таблиці

Таблиці мають бути розраховані на ширину колонки (8,5 см), або на ширину сторінки. Таблиці повинні містити лише необхідну інформацію.

Формули

Формули виконуються за допомогою убудованого у Word for Windows редактора Microsoft Equation. Їх нумерують у дужках праворуч:

$$Z(\Theta_{-}) = 10 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right). \quad (3)$$

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками.

Список літератури

Список літератури у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТУ. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та побатькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, e-mail. Необхідно вказати, з ким вести переговори у разі необхідності.

У редакцію журналу необхідно подати:

- 1). роздруковану статтю у 2-х примірниках;
- 2). експертний висновок про можливість опублікування;
- 3). довідку про авторів;
- 4). диск CD-RW з текстом статті, файлами ілюстрацій, довідкою про авторів. Дозволяється замість пред'явлення дискети направити зазначені файли електронною поштою на адресу редакційно-видавничого відділу. Файл статті називати прізвищем першого автора (латинськими літерами).

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторів.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.
Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.
E-mail: rw@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика № 1/2011
науковий журнал

Головний редактор
Заст. гол. редактора

д.т.н., професор
к.т.н., доцент

Потапенко Е. М.
Байша О. І.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка
Редактор англійських текстів

Савчук Н. О.
Войтенко С. В.

Підписано до друку 13.07.2010. формат 60×84/8, 10 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1391
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394