



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№3

2009

Редакційна колегія

Кириленко О.В., головний редактор, докт.техн.наук, академік НАН України, професор, директор, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

Буткевич О.Ф., докт.техн.наук, професор, головний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6613-0911>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/Q-6722-2017>

Волков І.В., докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, головний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0002-0696-0382>
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2955-2017>

Жаркін А.Ф., докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, заст. директора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0001-5996-0901>
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-6937-2017>

Кенсицький О.Г., докт.техн.наук, провідний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна,
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2665-207X>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2664-2017>

Кондратенко І.П., докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1914-1383>
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/O-4479-2017>

Кузнецов В.Г., докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5399-2942>
ResercherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-8075-2017>

Липківський К.О., докт. техн. наук, професор, провідний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3292-1360>
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-9697-2016>

Мазуренко Л.І., докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7059-249X>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-1479-2017>

Мислович М.В., докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6245-7917>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-8217-2017>

Михальський В.М., докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8251-3111>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5200-2017>

Стогній Б.С., докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9651-4177>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2687-2017>

Шаповал І.А., докт.техн.наук, заст. директора з наукової роботи,
Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9107-5061>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-9749-2013>

Шидловський А.К., докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр.,
Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7643-365X>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7829-2017>

Шидловська Н.А., докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр.,
Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9907-7416>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7754-2017>

Щерба А.А., докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу,
Інститут електродинаміки НАН України; Україна;
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-0200-369X>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/N-8710-2015>

Юрченко О.М., докт.техн.наук, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна;
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2107-2308>
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-3785-2015>

Городжа Л.В., канд.техн.наук, старш. наук. співр., **відповідальний секретар**,
Інститут електродинаміки НАН України, Україна
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2501-8050>
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-5161-2017>

Міжнародна редакційна рада

Kyrylenko O.V., **Editor-in-Chief**, Member of NAS Ukraine, Institute of Electroynamics of NAS Ukraine, Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670> ,
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

Clare Jon C., Professor, The University of Nottingham, United Kingdom
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8243-4280>
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=7006621743>

Kharitonov S.O., Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6483-9460>

Hubanski S., Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-4173-5631>

Kulyk M.M., Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Ukraine
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-5582-7027>

Oleshchuk V., Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Chisinau, Republic of Moldova;
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=6701552532>

Peresada S.M., Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8948-722X>

Pivniak H.H., Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8462-2995>

Reztsov V.F., Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8431-3968>

Rozov V.Yu., Corresponding Member of NAS Ukraine,
State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-7265-2030>

Rossi C., Professor, The University of Bologna, Italy
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6263-265X>

Sokol Ye.I., Corresponding Member of NAS Ukraine,
National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine;
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1960-3445>

Stakhiv P.H., Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5263-0747> ,
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2078-2017>

Strzelecki R., Professor, Gdansk University of Technology, Poland
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9437-9450> ,
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/C-3238-2018>

Zagirnyak M.V., Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi National University, Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-4700-0967> ,
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/F-3416-2017>

Zhuikov V.Ya., Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytecnic Institute", Ukraine
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3338-2426> ,
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-2936-2017>

Адреса редакції:
03057, м.Київ, проспект Перемоги,56
Інститут електродинаміки НАН України
Тел. (044) 366 26 57
E-mail: ted@ied.org.ua

Зміст

Теоретична електротехніка та електрофізика

ГУДИМ В.І., САМБОРСЬКИЙ О.В., ЮРКІВ Б.М., ПОСТОЛЮК А.Л. Метод контурно-вузлових координат для електрично незв'язаних кіл із взаємоіндуктивними розв'язками..... 3

Перетворення параметрів електричної енергії

ТИХОВОД С.М., АФАНАСЬЕВА И.О., КОРНУС Т.М. Разработка компьютерной программы моделирования магнитоэлектрических цепей, содержащих тиристоры 9

БОЙКО В.С., КУДРЯ Е.А., ШУЛЯК А.А. Расчет углов регулирования и коммутации в компенсационной преобразовательной системе с регулируемым коммутирующим устройством 14

ШАПОВАЛ І.А. Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна 20

Електромехашчне перетворення енергії

ТИТКО А.И., ФЕДОРЕНКО Г.М., ГРУБОЙ А.П., ЧЕРЕДНИК В.И. Электродинамические усилия в лобовых частях обмоток ротора и статора турбогенератора при переходных процессах в режимах самосинхронизации 26

Електроенергетичні системи та установки

СТОГНИЙ Б.С., ТАНКЕВИЧ Е.Н., БАРСКИЙ Г.М., ЯКОВЛЕВА И.В., РЯБЧУК СВ. Математическая модель измерительного преобразователя тока на новых магнитных материалах 30

Електротехнологічні комплекси та системи

ГОРИСЛАВЕЦ Ю.М., ГЛУХЕНЬКИЙ А.И. Электродинамические параметры системы вращательного движения жидкого металла индукционной канальной печи 35

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

ЛЕВИЦКИЙ А.С., НОВИК А.И., КОЧЕТКОВ СИ. Емкостные ячейки для измерения диэлектрических характеристик горных пород..... 41

БОРИСЕНКО А.Н. Вопросы выбора диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов..... 46

ЗАЙЦЕВ ЕА., КОНОНЕНКО А.Г., МАСЮРЕНКО Ю.А., НИЖЕНСКИЙ А.Д., ЛАТЕНКО В.И., ОРНАТСКИЙ И.А. Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния..... 50

До 110-річчя Національного гірничого університету

ПІВНЯК Г.Г. Національний гірничий університет — 110 років педагогічної діяльності і наукових досягнень 55

ПІВНЯК Г.Г., БЕШТА О.С., ХІЛОВ В.С. Развитие метода последовательной коррекции з використанням нечіткого керування для електроприводу обертання бурового верстата 59

БЕШТА А.С., АЗЮКОВСКИЙ АА. Выбор рационального способа регулирования подачи воды насосным агрегатом 65

ПІВНЯК Г.Г., КОЖЕВНИКОВ А.В. Операторний метод аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах 72

МЕЩЕРЯКОВ Л.І. Удосконалення інформаційного забезпечення електротехнологічних комплексів та систем 76

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

GUDYM V.I, YURKIV B.M, POSTOLYUK A.Ya., SAMBORSKIY O.V. A method of contour-nodal coordinates for electrically uncoupled circuits with mutual-inductive couplings 3

Conversion of electric energy parameters

TIKHOVOD S.M, AFANASYEVA I.O, KORNUS T.M. Development of a computer program of thyristors electromagnetic circuits simulation..... 9

BOIKO V.S, KUDRU A.E., SHULYAK A.A. Computation of control and commutating angles in a compensating conversion system with an adjustable switching device..... 14

SHAPOVAL I.A. A double-way feed machine with a matrix converter in the modes of a generator and an engine 20

Electromechanical energy conversion

TITKO A.I., FEDORENKO G.M, GRUBOY A.P, TCHEREDNIK V.I. Electrodynamics efforts in frontal parts of a rotor and a stator winding of a turbo-generator at transients in self-synchronization modes 26

Electric power systems and installations

STOGNIY B.S., TANKEVICH E.N., VARSKIY G.M, YAKOVLEVA I.V., RYABCHUK S.V. A mathematical model of a measuring current transformer on the basis of new magnetic materials..... 30

Electrotechnological complexes and systems

GORISLAVETS Yu.M, GLUKHENKY A.I. Electrodynamics parameters of a rotary motion system of liquid metal of induction hot air furnace 35

Information-measuring systems in power engineering

LEVYTSKY A.S, NOVIK A.I, KOCHETKOV S.I. Capacitive cells for measurement of dielectric characteristics of rocks 41

BORISENKO A.N. Questions of diagnostic characters choice for control and diagnostic systems of diesel-generators 46

ZAITSEV E.A., KONONENKO A.G., MASJURENKO Yu.A., NIZHENSKY A.D, LATENKO V.I, ORNATSKY I.A. Specific errors of phase-frequency laser distance meters 50

To the 110th anniversary of National Mining University

PIVNYAK G.G. National Mining University- 110 years of educational work and scientific efforts 55

PIVNYAK G.G., BESHTA O.S., KHILOV V.S. Development of a method of successive correction with application of fuzzy control for an electric drive of a boring rig rotation..... 59

BESHTA A.S, AZJUKOVSKY A.A. A choice of the rational way of water delivery adjustment by a pumping unit 65

PIVNYAK G.G., KOZHEVNIKOV A.V. A symbolic method of transient processes analysis in DC contact system at nonzero entry conditions 72

MESCHERYAKOV L.I. Improvement of dataware of electrotechnical complexes and systems 76

Abstracts

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактор Т.І.МАЙБОРОДА

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 6 від 16.04.2009 р. Підписано до друку 25.04.2009. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,1. Тираж 300 прим. Зам. 15. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56.

УДК 621.314

В.І.ГУДИМ, докт.техн.наук, О.В.САМБОРСЬКИЙ (Львівський держ. ун-т "Безпеки життєдіяльності", Львів),
Б.М.ЮРКІВ (ВАТ "Львівобленерго"), А.Я.ПОСТОЛЮК (ПВНКТІ "УКРЗАХІДЕНЕРГОПРОЕКТ", Львів)

Метод контурно-вузлових координат для електрично незв'язаних кіл із взаємоіндуктивними зв'язками

У статті розвинено метод контурно-вузлових координат для аналізу розгалужених електрично незв'язаних електромагнітних кіл з довільною структурою взаємоіндуктивних зв'язків між вітками. Розроблено алгоритм формування рівнянь стану у контурно-вузлових координатах для аналізу режимів електричних кіл на рівні діючих значень напруг та струмів стосовно розгалужених електричних кіл складної структури. Даний алгоритм може бути успішно застосований для формування рівнянь стану з метою аналізу режимів електричних кіл у миттєвих координатах.

В статье развит метод контурно-узловых координат для анализа разветвленных электрически несвязанных электромагнитных цепей с произвольной структурой взаимоддуктивных связей между ветками. Разработан алгоритм формирования уравнений состояния в контурно-узловых координатах для анализа режимов электрических цепей на уровне действующих значений напряжений и токов применительно к разветвленным электрическим цепям сложной структуры. Данный алгоритм может быть успешно применен для формирования уравнений состояния с целью анализа режимов электрических цепей в мгновенных координатах.

Вступ. З розвитком електричних мереж та появою нового парку електроустановок проблема параметричної електромагнітної сумісності виступає з новою гостротою і вимагає свого вирішення. На етапі проектування систем електропостачання спрогнозувати рівень електромагнітної сумісності параметрів силового електрообладнання і навіть оцінити шляхом наближених розрахунків неможливо. Достатньо задовільні результати можна отримати шляхом математичного моделювання, яке на сучасному етапі є найперспективнішим. Однак до таких моделей встановлюються достатньо високі вимоги з погляду адекватності [3].

На сьогодні достатньо розробленими є математичні моделі електротехнічних комплексів з використанням контурних струмів і магнітних потоків, а для електроенергетичних систем — вузлових напруг [1]. Однак, реалізація математичних моделей на основі цих методів характеризується відомими труднощами, зокрема в сенсі формування та розмірності моделі.

Мета роботи. Враховуючи вказані особливості методів у даній роботі поставлена мета розвинути метод контурно-вузлових координат (на основі поєднання методу вузлових напруг та методу кон-

турних струмів) для розгалужених електрично незв'язаних електромагнітних кіл з довільною структурою взаємоіндуктивних зв'язків між вітками. Мета роботи полягає у тому, щоб на основі класичної системи рівнянь сформувані математичну модель для розгалуженого електричного кола, яке можна поділити на окремі підкола через взаємоіндуктивні зв'язки, при цьому порядок системи рівнянь повинен бути якомога нижчим [2].

Постановка задачі. Існуюча математична модель у контурно-вузлових координатах, отримана для випадку ділення загальної електричної схеми на підсхеми через електричні зв'язки, не забезпечує пониження порядку системи рівнянь у порівнянні з методом контурних струмів. У цьому випадку взаємоіндуктивні зв'язки залишаються, як правило, у підсхемі, яка описується контурними струмами [4].

На практиці зустрічаються електричні кола, які складаються з кількох взаємоіндуктивно зв'язаних підсхем, але не зв'язаних гальванічно. При цьому, для аналізу режимів одних підсхем даної схеми доцільно використовувати метод контурних струмів, а для решти — метод вузлових напруг. У зв'язку з цим впливає доцільність запису системи рівнянь в контурних струмах та вузлових напругах як

єдиного вектора невідомих.

Таким чином, метод контурно-вузлових координат полягає в тому, що вибравши для розрахунку одних підсхем метод контурних струмів, а для решти метод вузлових напруг і сформувавши необхідні рівняння, розв'язуємо їх як систему рівнянь, виділивши в результаті вектор невідомих контурних струмів і вузлових напруг.

Аналіз великої кількості топологічних структур електричних кіл із взаємоіндуктивними зв'язками показав, що кількість рівнянь за цими трьома методами знаходиться у співвідношенні $n_{\text{к.с.}} \geq n_{\text{к.в.к.}} \geq n_{\text{в.н.}}$.

Розв'язання задачі. З метою спрощення викладок розглядається лінійне електричне коло, що певною мірою полегшує формування алгоритму і, відповідно, розв'язання поставленої задачі, хоча даний метод може бути використаний для аналізу і нелінійних електричних кіл.

Відомо, що для розрахунку будь-якої електричної схеми за методом контурних струмів потрібно сформувати матрицю опорів \underline{Z} , що можна зробити безпосередньо зі схеми. Щодо методу вузлових напруг, то для електричних схем, які не мають взаємоіндуктивних зв'язків між вітками, він класично реалізовується за допомогою матриці провідностей \underline{Y} , яка дорівнює оберненій матриці опорів \underline{Z}^{-1} , при цьому провідності віток чисельно дорівнюють оберненим опорам віток схеми. Якщо в схемі вітки пов'язані взаємоіндуктивними зв'язками, то формування матриці провідності безпосередньо зі схеми, особливо якщо електрична схема досить розгалужена і насичена взаємоіндуктивними зв'язками, є досить складною задачею.

В результаті розрахунку і аналізу багатьох схем різної структури встановлено, що для схем, в яких вітки мають між собою по одному взаємоіндуктивному зв'язку, алгоритм безпосереднього запису матриці провідностей \underline{Y} на основі параметрів схеми є наступним.

1. Власна провідність k -тої вітки схеми для випадку, коли вона має взаємоіндуктивний зв'язок з l -тою віткою схеми, записується наступним чином:

$$\underline{Y}_{kk} = \left(\underline{Z}_k - \frac{\underline{Z}_{kl} \underline{Z}_{lk}}{\underline{Z}_l} \right)^{-1}, \quad (1)$$

де $\underline{Z}_k, \underline{Z}_l$ — власні комплексні опори віток підсхеми, $\underline{Z}_{kl}, \underline{Z}_{lk}$ — комплексні опори, що описують взаємозв'язок між вітками підсхеми.

2. Якщо вітка електричного кола не має взаємоіндуктивного зв'язку з іншою віткою, то

$$\underline{Y}_{kk} = \left(\underline{Z}_k \right)^{-1}. \quad (2)$$

3. Взаємна провідність k -тої вітки схеми для випадку, коли вона має взаємоіндуктивний зв'язок з l -тою віткою схеми, записується наступним чи-

ном:

$$\underline{Y}_{kl} = \left(\underline{Z}_{kl} - \frac{\underline{Z}_{m_k} \underline{Z}_{m_l}}{\underline{Z}_{m_{lk}}} \right)^{-1}. \quad (3)$$

Як під час формування матриці опорів \underline{Z} , так і під час формування матриці провідностей \underline{Y} , потрібно враховувати узгодженість напрямів струмів у вітках, які мають між собою взаємоіндуктивні зв'язки. У випадку її неузгодженості у відповідних вітках біля елементів, що описують взаємоіндуктивний зв'язок між ними, ставиться знак мінус.

В загальному випадку для будь-якої електричної схеми, що складається з декількох гальванічно ізольованих підсхем, пов'язаних між собою взаємоіндуктивними зв'язками, рівняння віток у матричній формі записуються у вигляді:

$$\underline{E}_I - \underline{Z}_{I-I} \underline{I}_I - \underline{Z}_{I-II} \underline{I}_{II} - \underline{Z}_{I-III} \underline{I}_{III} - \dots - \underline{Z}_{I-m} \underline{I}_m = \underline{U}_I;$$

$$\underline{E}_{II} - \underline{Z}_{II-I} \underline{I}_I - \underline{Z}_{II-II} \underline{I}_{II} - \underline{Z}_{II-III} \underline{I}_{III} - \dots - \underline{Z}_{II-m} \underline{I}_m = \underline{U}_{II};$$

$$\underline{E}_{III} - \underline{Z}_{III-I} \underline{I}_I - \underline{Z}_{III-II} \underline{I}_{II} - \underline{Z}_{III-III} \underline{I}_{III} - \dots - \underline{Z}_{III-m} \underline{I}_m = \underline{U}_{III};$$

.....

$$\underline{E}_m - \underline{Z}_{m-I} \underline{I}_I - \underline{Z}_{m-II} \underline{I}_{II} - \underline{Z}_{m-III} \underline{I}_{III} - \dots - \underline{Z}_{m-m} \underline{I}_m = \underline{U}_m, \quad (4)$$

де m — кількість гальванічно ізольованих підсхем загальної схеми; $\underline{Z}_{I-I}, \underline{Z}_{II-II}, \underline{Z}_{III-III}, \underline{Z}_{m-m}$ — матриці комплексних опорів, які описують власні опори окремих віток та взаємоіндуктивний зв'язок між ними кожної з підсхем; $\underline{Z}_{I-II}, \dots, \underline{Z}_{I-m}, \dots, \underline{Z}_{m-I}, \dots, \underline{Z}_{m-(m-1)}$ — комплексні опори, які описують вплив однієї підсхеми на іншу через взаємоіндуктивні зв'язки.

Під час формування моделі важливим етапом є вибір координат для окремих підсхем.

На практиці доведено, що з погляду ефективності використання комп'ютерних ресурсів метод вузлових напруг слід застосовувати, якщо кількість незалежних вузлів кола менша від кількості його незалежних контурів ($q-s < p-(q-s)$). У протилежному випадку належить користуватись методом контурних струмів навіть при ($q-s = p-(q-s)$), оскільки останній забезпечує простіше обчислення струмів віток за контурними струмами, ніж метод вузлових напруг за вузловими напругами [3].

У випадку застосування методу вузлових напруг для розрахунку підсхем загальної схеми методом контурно-вузлових координат, в яких вітки мають по одному внутрішньому взаємоіндуктивному зв'язку між собою, незалежно від того, скільки та ж сама вітка має зв'язків з вітками інших підсхем,

замість запису матриці комплексних опорів Z_{m-m} і подальшого її обернення, доцільно одразу формувати матрицю провідностей Y_{m-m} на основі параметрів схеми.

Тому для вибору координат, які доцільно застосувати для тієї чи іншої підсхеми, пропонуємо наступні критерії.

1. Якщо $\frac{p_I}{q_I} = \frac{p_{II}}{q_{II}} = \frac{p_{III}}{q_{III}} = \dots = \frac{p_m}{q_m}$, то для підсхем, в

яких вітки не пов'язані між собою взаємоіндуктивними зв'язками або мають по одному взаємоіндуктивному зв'язку, доцільно застосовувати метод вузлових напруг, а для решти підсхем — метод контурних струмів. В іншому випадку метод вузлових напруг застосовуємо для тих підсхем, де p_m чи q_m має найбільше значення. Тут p_m — кількість віток кожної з підсхем, q_m — кількість вузлів у кожній з підсхем.

2. Якщо $p_I = p_{II} = p_{III} = \dots = p_m$ і $q_I = q_{II} = q_{III} = \dots = q_m$, то, як і в попередньому випадку, для підсхем, в яких вітки не пов'язані між собою взаємоіндуктивними зв'язками або мають по одному взаємоіндуктивному зв'язку, доцільно використовувати метод вузлових напруг, а для решти підсхем — метод контурних струмів. В іншому випадку метод вузлових напруг застосовуємо для будь-яких підсхем загальної схеми.

3. Якщо $\frac{p_i}{q_i} \leq \left(\sum_{i=1}^m \frac{p_i}{q_i} \right) / m$, то для тих підсхем, де ця умова виконується, застосовуємо метод контурних струмів, а для решти підсхем — метод вузлових напруг.

Для прикладу сформуємо систему рівнянь в контурно-вузлових координатах для електричної схеми, в якій є три гальванічно ізольовані підсхеми, зв'язані між собою взаємоіндуктивними зв'язками (рис. 1). Припустимо, що за вищенаведеним алгоритмом для першої і третьої підсхем потрібно застосувати метод контурних струмів, а для другої — метод вузлових напруг, при цьому всі вектори і матриці розіб'ємо на блоки відповідно до підсхем.

У загальному випадку векторні рівняння напруг віток у матричній формі для даної схеми із врахуванням взаємоіндуктивних зв'язків між підсхемами запишуться у вигляді

$$\vec{E}_I - Z_{I-I} \vec{I}_I - Z_{I-II} \vec{I}_II - Z_{I-III} \vec{I}_III = \vec{U}_I; \quad (5)$$

$$\vec{E}_II - Z_{II-II} \vec{I}_II - Z_{II-I} \vec{I}_I - Z_{II-III} \vec{I}_III = \vec{U}_II; \quad (6)$$

$$\vec{E}_III - Z_{III-III} \vec{I}_III - Z_{III-I} \vec{I}_I - Z_{III-II} \vec{I}_II = \vec{U}_III. \quad (7)$$

Замінивши струми віток першої і третьої підсхем контурними [3] $\vec{I}_I = \Gamma_I \vec{I}_k_I$, $\vec{I}_III = \Gamma_{III} \vec{I}_k_{III}$ та напруги віток другої підсхеми вузловими напру-

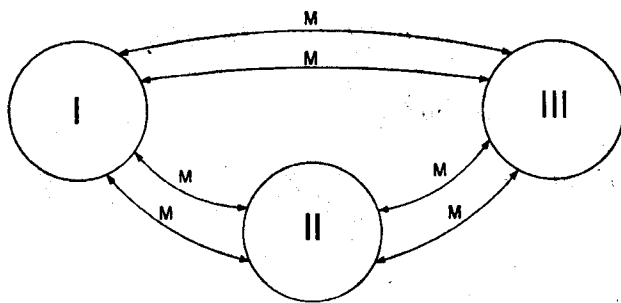


Рис. 1

гами $\vec{U}_II = \Pi_{III} \vec{U}_{e_{II}}$ і підставивши у (5)–(7) та врахувавши, що $\Gamma_I \vec{U}_I = 0$, $\Gamma_{III} \vec{U}_III = 0$, отримаємо

$$\Gamma_I \vec{E}_I - \Gamma_I (Z_{I-I} \Gamma_I \vec{I}_k_I + Z_{I-II} \vec{I}_II + Z_{I-III} \Gamma_{III} \vec{I}_k_{III}) = 0; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_II - Z_{II-I} \Gamma_I \vec{I}_k_I - Z_{II-II} \vec{I}_II - Z_{II-III} \Gamma_{III} \vec{I}_k_{III} = \\ = \Pi_{III} \vec{U}_{e_{II}}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Gamma_{III} \vec{E}_III - \Gamma_{III} (Z_{III-III} \Gamma_{III} \vec{I}_k_{III} + Z_{III-I} \Gamma_I \vec{I}_k_I + \\ + Z_{III-II} \vec{I}_II) = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Виразивши із (9) вектор струму \vec{I}_II , підставивши його у (8) і (10) та врахувавши, що $\Pi_{II} \vec{I}_II = 0$, остаточно отримуємо математичну модель у вигляді

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \vec{I}_k_I \\ \vec{U}_{e_{II}} \\ \vec{I}_k_{III} \end{vmatrix} = \\ = \begin{vmatrix} \Gamma_I & -\Gamma_I Z_{I-II} Z_{II-II}^{-1} & 0 \\ 0 & \Pi_{II} Z_{II-II}^{-1} & 0 \\ 0 & -\Gamma_{III} Z_{III-II} Z_{II-II}^{-1} & \Gamma_{III} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \vec{E}_I \\ \vec{E}_II \\ \vec{E}_III \end{vmatrix}, \end{aligned} \quad (11)$$

де $a_{11} = \Gamma_I Z_{I-I} \Gamma_I - \Gamma_I Z_{I-II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-I} \Gamma_I$;

$$a_{21} = \Pi_{II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-I} \Gamma_I$$
;

$$a_{31} = \Gamma_{III} Z_{III-I} \Gamma_I - \Gamma_{III} Z_{III-II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-I} \Gamma_I$$
;

$$a_{12} = -\Gamma_I Z_{I-II} Z_{II-II}^{-1} \Pi_{II}; \quad a_{22} = \Pi_{II} Z_{II-II}^{-1} \Pi_{II}$$
;

$$a_{32} = -\Gamma_{III} Z_{III-II} Z_{II-II}^{-1} \Pi_{II}$$
;

$$a_{13} = \Gamma_I Z_{I-III} \Gamma_{III} - \Gamma_I Z_{I-II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-III} \Gamma_{III};$$

$$a_{23} = \Pi_{II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-III} \Gamma_{III};$$

$$a_{33} = \Gamma_{III} Z_{III-III} \Gamma_{III} - \Gamma_{III} Z_{III-II} Z_{II-II}^{-1} Z_{II-III} \Gamma_{III}.$$

Розв'язавши систему рівнянь (11), отримуємо контурні струми першої та третьої підсхем і вузлові напруги другої підсхеми, які перераховуємо у струми і напруги віток відповідних підсхем.

Для підтвердження адекватності отриманої математичної моделі наведемо чисельний приклад розрахунку складного електричного кола, котре складається з трьох гальванічно ізольованих підсхем, що мають між собою лише взаємоіндуктивні зв'язки (рис. 2).

Для даної схеми згідно з алгоритмом вибору координат розрахунку підсхем до першої і третьої підсхем застосовуємо метод контурних струмів, а для другої — метод вузлових напруг, при цьому кількість рівнянь за методом контурно-вузлових координат становить $n_{к.в.к.} = 8$. Для порівняння: за методом вузлових напруг для даної схеми кількість рівнянь становить $n_{в.н.} = 7$, а за методом контурних струмів — $n_{к.с.} = 11$. Оскільки в другій підсхемі вітки мають по одному взаємоіндуктивному зв'язку між собою, матрицю провідностей формуємо безпосередньо зі схеми.

На схемі (рис. 2) у кружечках позначено номери вузлів, які нумеруються наскрізно в довільному порядку, а як базові можуть бути вибрані будь-які вузли у кожній із підсхем.

Для забезпечення наглядності розв'язання прийнято, що вектори ЕРС кожної з підсхем мають наступні значення:

$$\vec{E}_I = \begin{pmatrix} 260 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 400 \\ 150 \end{pmatrix}; \quad \vec{E}_{II} = \begin{pmatrix} 300 \\ 0 \\ 0 \\ 180 \\ 360 \end{pmatrix}; \quad \vec{E}_{III} = \begin{pmatrix} 80 \\ 0 \\ 120 \\ 110 \\ 0 \\ 0 \\ 240 \end{pmatrix}.$$

Матриці комплексних власних і взаємних опорів та провідностей підсхем із врахуванням узгодженості щодо умовних напрямів струмів віток (на схемі це показано символом "*" та коефіцієнтом взаємоіндуктивного зв'язку між вітками $k_{зв} = 0,9$ запишуться у вигляді

$$Z_{I-I} = \begin{pmatrix} 2+j8 & 0 & 0 & -j6,735 & 0 & 0 \\ 0 & 4+j3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6+j7 & 0 & 0 & 0 \\ -j6,735 & 0 & 0 & 1+j7 & j4,762 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j4,762 & 2+j4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 7+j2 \end{pmatrix};$$

$$Z_{I-II} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j1,8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j2,846 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix};$$

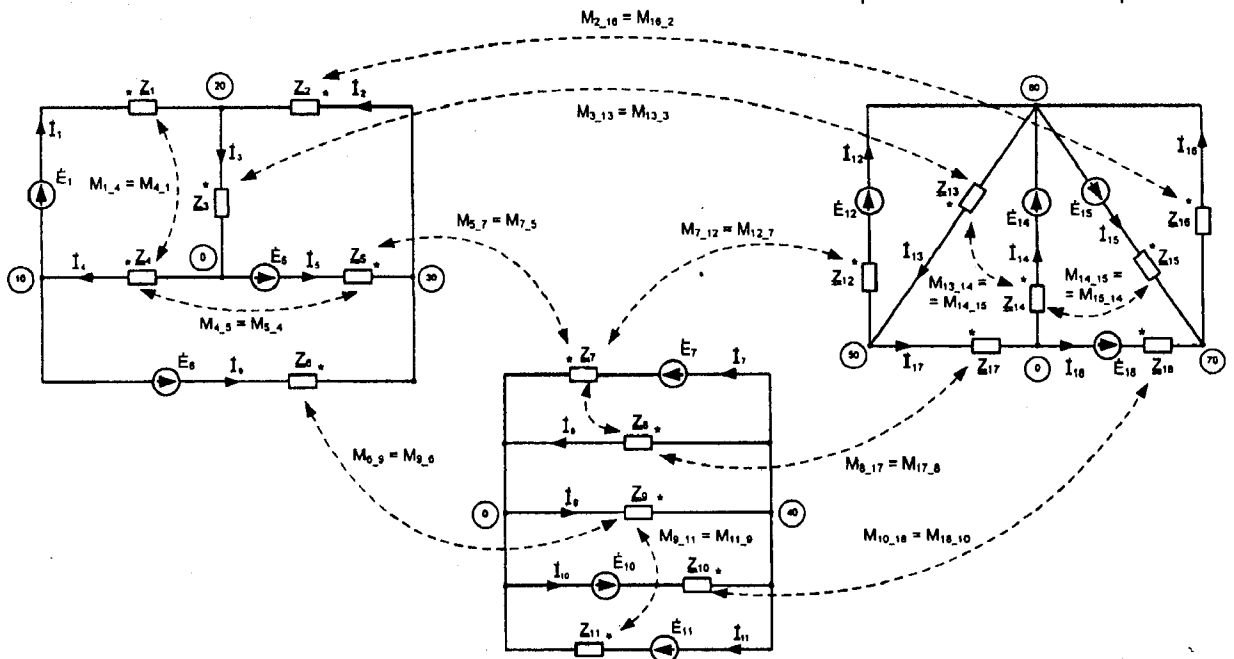


Рис. 2

$$\underline{Z}_{I-III} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j4,409 & 0 & 0 \\ 0 & -j7,144 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\underline{Z}_{II-I} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & j1,8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j2,846 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\underline{Y}_{II-II} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & a_{35} \\ 0 & 0 & 0 & a_{44} & 0 \\ 0 & 0 & a_{53} & 0 & a_{55} \end{vmatrix},$$

где $a_{11} = 0,224 - j0,027$; $a_{12} = 0,053 + j0,035$;

$a_{21} = 0,053 + j0,035$; $a_{22} = 0,087 - j0,081$;

$a_{33} = 0,129 - j0,099$; $a_{35} = 0,07 + j0,024$

$a_{44} = 0,065 - j0,041$;

$a_{53} = 0,07 + j0,024$; $a_{55} = 0,086 - j0,019$;

$$\underline{Z}_{II-III} = \begin{vmatrix} j2,381 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j3,118 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & j7,144 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\underline{Z}_{III-I} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j7,144 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j4,409 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\underline{Z}_{III-II} = \begin{vmatrix} j2,381 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j3,118 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j7,144 & 0 \end{vmatrix};$$

$$\underline{Z}_{III-III} = \begin{vmatrix} 4+j7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6+j9 & j6,037 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j6,037 & 2+j5 & a_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -j4,025 & a_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{55} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{77} \end{vmatrix},$$

где $a_{34} = -j4,025$, $a_{44} = 5 + j4$, $a_{55} = 4 + j8$,

$a_{66} = 17 + j2$, $a_{77} = 10 + j9$.

Для першої та третьої підсхем матриці контурів мають наступний вигляд:

$$\Gamma_I = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 \end{vmatrix}; \quad \Gamma_{III} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Матриця вузлових сполучень для другої підсхеми записується у вигляді

$$\Pi_{II} = (-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1).$$

Реалізуючи модель (11) на основі вищевказаних матриць та векторів для схеми рис. 2 з використанням відомого програмного комплексу MathCAD 2001, було виконано розрахунок усталеного процесу. Розраховані значення вектора координат режиму розрахункової схеми:

$$\dot{I}_{k1} = 7,797 - j15,595 \text{ A}, \quad \dot{I}_{k2} = 9,871 - j5,677 \text{ A},$$

$$\dot{I}_{k3} = -12,88 + j2,162 \text{ A}, \quad \dot{U}_{400} = -112,797 - j5,893 \text{ В},$$

$$\dot{I}_{k8} = 2,008 - j7,697 \text{ A}, \quad \dot{I}_{k9} = 7,552 - j1,549 \text{ A},$$

$$\dot{I}_{k10} = -0,006 + j5,088 \text{ A}, \quad \dot{I}_{k11} = 8,232 - j5,59 \text{ A}.$$

Використавши отримані значення контурних струмів та вузлової напруги, обчислюємо значення напруг і струмів віток розрахункової схеми, які наведені у таблиці.

З метою перевірки достовірності отриманих результатів схему рис. 2 було також розраховано за методом контурних струмів з аналогічними значеннями параметрів схеми. Розраховані значення контурних струмів розрахункової схеми:

$$\dot{I}_{k1} = 7,797 - j15,595 \text{ A}, \quad \dot{I}_{k2} = 9,871 - j5,677 \text{ A},$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{k3} &= -12,88 + j2,162 \text{ A}, & \dot{I}_{k4} &= 28,063 - j21,352 \text{ A}, \\ \dot{I}_{k5} &= 25,47 - j11,754 \text{ A}, & \dot{I}_{k6} &= -11,576 - j10,877 \text{ A}, \\ \dot{I}_{k7} &= 28,411 + j0,696 \text{ A}, & \dot{I}_{k8} &= 2,008 - j7,697 \text{ A}, \\ \dot{I}_{k9} &= 7,552 - j1,549 \text{ A}, & \dot{I}_{k10} &= -0,006 + j5,088 \text{ A}, \\ \dot{I}_{k11} &= 8,232 - j5,59 \text{ A}. \end{aligned}$$

Струми і напруги віток	$\dot{I}_p, \text{ A}$	$\dot{U}_p, \text{ B}$
Номер вітки, p		
1	7,797 - j15,596	210,116 - j65,481
2	9,871 - j5,677	-31,87 + j29,392
3	17,668 - j21,272	-188,867 + j72,243
4	-5,082 - j13,433	-21,249 - j6,824
5	22,751 - j7,839	220,737 - j101,635
6	-12,88 + j2,162	241,987 - j94,811
7	28,063 - j21,352	112,797 + j5,893
8	-2,593 + j9,598	112,797 + j5,893
9	37,046 - j0,877	-112,797 + j5,893
10	16,835 - j10,181	-112,797 - j5,893
11	28,411 + j0,696	112,797 + j5,893
12	2,008 - j7,697	-32,75 - j50,094
13	9,56 - j9,246	32,75 + j50,094
14	7,546 + j3,539	68,803 - j69,412
15	8,226 - j0,502	52,617 - j0,024
16	8,232 - j5,59	-52,617 + j0,024
17	7,552 - j1,549	-101,553 + j19,317
18	-0,006 - j5,088	121,42 - j69,436

Порівнюючи отримані результати за методом контурно-вузлових координат та методом контурних струмів для першої та третьої підсхем, від-

значаємо повне співпадіння, що свідчить про належну адекватність математичної моделі в сенсі точності.

Даний метод було застосовано для аналізу електричних схем, які складаються з двох, трьох, чотирьох і більшої кількості ізольованих підсхем. Результати виконаних розрахунків підтвердили висновок про адекватність методу контурно-вузлових координат.

Висновки. 1. Порядок системи рівнянь в методі контурно-вузлових координат знаходиться в межах між порядками системи рівнянь в методі контурних струмів та системи рівнянь в методі вузлових напруг.

2. Адекватність отриманої математичної моделі підтверджена шляхом порівняння результатів, отриманих шляхом розрахунку електричного кола за методом контурних струмів. Порівняння показали, що за умови однакових параметрів схеми результати абсолютно співпадають.

3. Запропоновану математичну модель доцільно використовувати для аналізу режимів та процесів електроустановок, які містять асинхронні машини та їм подібне електрообладнання, що містить індуктивно пов'язані електричні кола з суттєвою відмінністю кількості незалежних контурів та вузлів.

1. Идельчик В.И. Расчеты и оптимизация режимов электрических сетей и систем. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 288 с.

2. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ.: Под ред. Л.Т. Кузина, П.Г. Кузнецова, — М.: Сов. Радио, 1978. — 720 с.

3. Перхач В.С. Математичні задачі електроенергетики. 3-вид. Перер. і доп. — Львів: Вища школа. — 1989. — 464 с.

4. Dudurytch I., Gudym V. Mesh-nodal network analysis // IEEE Transaction on Power Systems. — 1999. — Vol. 14. — № 4.

Надійшла 25.09.06

УДК 621.3.01:519.876.5

С.М. ТИХОВОД, канд. техн. наук, И.О. АФАНАСЬЕВА, Т.М. КОРНУС (Запорожский нац. техн. ун-т)

Разработка компьютерной программы моделирования магнитоэлектрических цепей, содержащих тиристоры

Разработана система Colo компьютерного моделирования электромагнитных процессов в сложных нелинейных магнитоэлектрических цепях. В систему Colo введена поддержка моделирования силовых тиристоров.

Розроблено систему Colo комп'ютерного моделювання електромагнітних процесів в складних нелінійних магнітоелектричних колах. У систему Colo введено підтримку моделювання силових тиристорів.

Компьютерным моделированием электромагнитных процессов в электрических и электронных устройствах в настоящее время занимаются практически все разработчики электро- и радиотехнических устройств. Для этих целей существует множество программных продуктов различных фирм: PSpice, Micro-Cap, ElectronicsWorkBench, OrCAD, Simulink, NAP и др. Для моделирования электрических процессов в устройствах силовой электроники необходима поддержка моделирования тиристоров, и большинство указанных комплексов ее имеют. В системах моделирования Micro-Cap, ElectronicsWorkBench, OrCAD и некоторых других используется вычислительное ядро системы PSpice. В этой системе модели тиристоров содержатся в библиотеке thyristr.lib [3]. Рассмотрение этой библиотеки показывает, что модели тиристоров, как правило, составлены как подсхемы, содержащие два биполярных транзистора. Система PSpice имеет обширную библиотеку моделей транзисторов, построенных на основе представлений Эберса-Молла или Гумеля-Пуна [4]. В схемную модель транзистора входит до 13 линейных и нелинейных элементов, поэтому применение указанных комплексов для моделирования электромагнитных процессов в устройствах силовой электроники, содержащих значительное число (более шести) тиристоров, встречает ряд трудностей, в частности, трудность сходимости вычислительного процесса [2]. Система Simulink также поддерживает моделирование тиристоров [3]. В библиотеке SimPower System имеется две модели тиристора: Thyristor

(упрощенная модель) и Detailed Thyristor (уточненная модель) [9]. В первой игнорируется ряд важных параметров тиристора, и она не всегда может быть применена, вторая также не учитывает некоторые важные параметры тиристора, как, например, ток включения. При использовании системы Simulink для моделирования магнитоэлектрических цепей возникают ситуации расходимости вычислительного процесса, если схема содержит так называемые "алгебраические петли", которые возникают при использовании в цепи нескольких управляемых источников напряжения или тока, включенных так, что образуются обратные связи. При моделировании магнитоэлектрических цепей такие ситуации являются характерными. В работе [6] изложены принципы функционирования программного комплекса Colo, предназначенного для моделирования динамических процессов в сложных нелинейных магнитоэлектрических цепях, содержащих также и "алгебраические петли". Целью данной работы является разработка компромиссного аппарата поддержки моделирования силовых тиристоров в программном комплексе Colo. Компромиссность заключается в том, чтобы схемная модель была простой, но учитывался бы ряд практически важных параметров, влияющих на точность моделирования. С такой поддержкой разработанный программный комплекс может позволить моделирование электрических процессов в тиристорных устройствах силовой электроники, содержащих также и нелинейные электромагнитные элементы. Поэтому такое усовершенствование

программного комплекса Solo является актуальной работой.

Логическая модель тиристора. Будем рассматривать тиристор как резистивный элемент электрической цепи, который может изменять свое сопротивление R_T в зависимости от ряда условий. Поскольку такое представление не соответствует физике процессов в полупроводниковых структурах, необходимо сделать так, чтобы модель при этом сохранила логику работы тиристора и внешние характеристики с точностью, достаточной для практики, и соответствующие реальному прибору. Состояние тиристора в произвольный момент времени охарактеризуем параметром *Flag*, который может принимать целые значения от нуля до пяти.

Таким образом, тиристор представим как нелинейный резистивный элемент, который может изменять свое сопротивление как скачком, так и непрерывно согласно определенной логике. Электрические процессы, происходящие в тиристорной цепи, описываются системой дифференциально-алгебраических уравнений, составленных по законам Кирхгофа. Пример составления таких уравнений вручную приведен в работе [7]. В этой же работе при разработке частной модели тиристорного выпрямителя испытана предложенная модель тиристора, которая внедрена теперь в универсальную модель анализа динамических процессов в сложных нелинейных магнитоэлектрических цепях Solo [6]. Система дифференциально-алгебраических уравнений, составленная с помощью программы по законам Кирхгофа, интегрируется численными методами, и вычисления производятся при дискретном изменении времени с шагом h . На каждом шаге интегрирования производится оценка состояния всех тиристорov. При изменении состояния какого-нибудь тиристора его сопротивление вычисляется согласно предложенному алгоритму, и, соответственно, корректируются измененные параметры системы уравнений.

Опишем подробно логику работы тиристора в различных состояниях и условия его перехода из одного состояния в другое, так как это не было изложено в работе [7].

Состояние *Flag* = 0. Пусть тиристор находится в *закрытом удерживаемом состоянии* ($R_T = R_{off}$). На каждом шаге интегрирования выполняется проверка значения параметра *Flag* каждого тиристора. Если хотя бы один тиристор имеет значение параметра *Flag*=0, то управление передается подпрограмме *Fl_0*, блок-схема которой показана на рис. 1. При отрицательном токе I_T состояние тиристора не изменяется. При положительном токе производится проверка наличия импульса на управляющем электроде (рис. 1, блок 2). Если в данный момент времени положительное напряжение на управляющем электроде тиристора имеется ($itr > 0$), то тиристор переходит в *открытое удерживаемое состояние* (*Flag* = 1), и его сопротив-

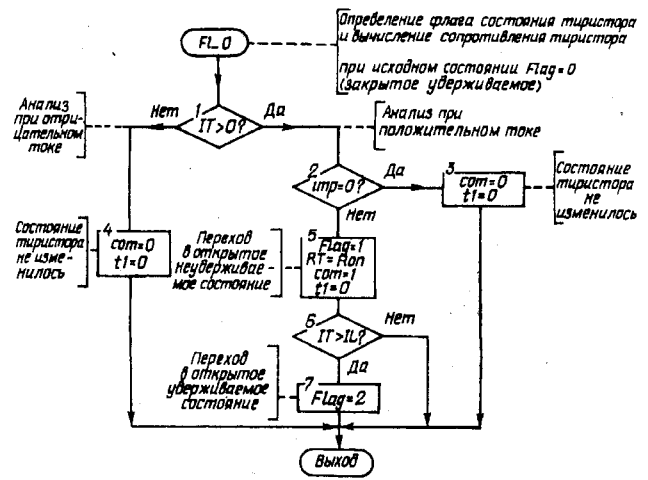


Рис. 1

ление изменяет значение на R_{on} . Мгновенное изменение любого параметра цепи рассматривается как коммутация, о чем сигнализирует датчик *com*, которому присваивается значение, равное единице. Сигнал коммутации означает, что многошаговый численный метод не может использовать решения, полученные на предыдущих шагах интегрирования. Если значение тока тиристора превышает значение тока включения I_L , то тиристор переходит в *открытое удерживаемое состояние* (рис. 1, блок 7) с параметром *Flag* = 2.

Состояние *Flag* = 1. Если какой-то тиристор имеет параметр *Flag* = 1, то управление передается подпрограмме *Fl_1*, блок-схема которой показана на рис. 2. Вначале проверяется знак тока I_T , протекающего через тиристор (рис. 2, блок 1). При отрицательном токе анализируется наличие спада тока (рис. 2, блок 2).

Если спада тока нет, то тиристор переходит в закрытое удерживаемое состояние (рис. 2, блок 4). Если спад тока есть, то анализируется скорость спада (рис. 2, блок 5). При малой скорости спада тиристор переходит в закрытое удерживаемое состояние (рис. 2, блок 6). При превышении скорости спада критического значения тиристор сохраняет свое проводящее состояние при отрицательном напряжении в течение времени обратного восстановления заряда [8]. Зависимость заряда обратного восстановления Q_{rr} и времени обратного восстановления t_{rr} от производной тока тиристора dI_T/dt для различных марок тиристорov дана в [8]. Согласно этому вычисляется максимальное значение тока обратного восстановления заряда I_{rrm} и время t_{rr} (рис. 2, блок 9), в течение которого ток тиристора не подчиняется закону Ома. Однако до достижения током обратного восстановления заряда значения I_{rrm} скорость спада тока сохраняет значение, которое было при прямом токе [3]. Поэтому пока $|I_T| < I_{rrm}$ будем считать тиристор, находящимся в *открытом состоянии* при отрицательном напряжении на нем ($U_{ak} < 0$) с параметром состояния *Flag* = 3. После достижения $|I_T| = I_{rrm}$ наступает

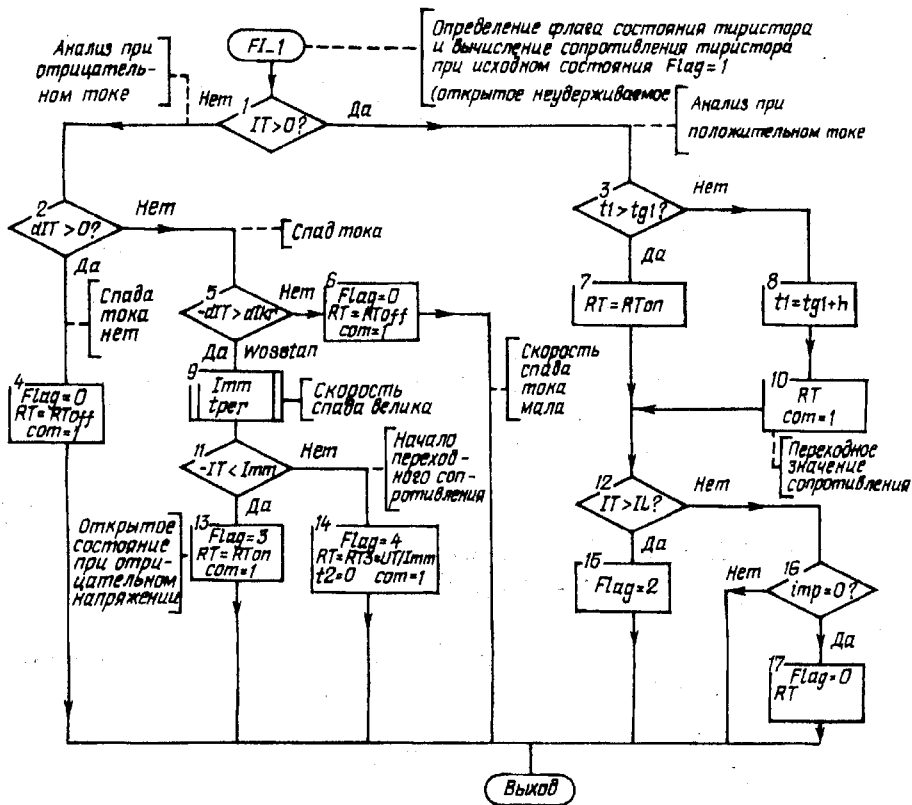


Рис. 2

переходное состояние $Flag=4$, в течение которого тиристор восстанавливает свои запирающие свойства. Сопротивление тиристора в начале этого состояния R_{T3} получим из закона Ома как отношение мгновенного напряжения на тиристоре к току I_{trm} (рис. 2, блок 14).

Если проверка знака тока тиристора (рис. 2, блок 1) показывает, что значение тока положительно, то тиристор переходит в открытое состояние, причем это происходит не мгновенно, а в течение времени включения тиристора t_{g1} . Будем при этом считать, что сопротивление тиристора изменяется по экспоненциальному закону от R_{off} до R_{on}

$$R_T(t_1) = A \cdot e^{at_1}, \quad (1)$$

где $t_1 = t - t_c$ — время, отсчитываемое от момента коммутации t_c . При $t_1 = 0$ имеем $R_T = R_{off}$, а при $t - t_c = t_{g1}$ получаем $R_T = R_{on}$.

Следовательно, при $t_1 = 0$ имеем $R_T(t_1) = R_{off}$; при $t_1 = t_{g1}$ получаем $R_T = R_{on} = R_{off} \cdot e^{at_{g1}}$, откуда $R_{off}/R_{on} = e^{-at_{g1}}$.

В результате закон изменения сопротивления тиристора при его открытии имеет вид

$$R_T(t_1) = R_{off} \exp \left[(t_1/t_{g1}) \ln(R_{off}/R_{on}) \right]. \quad (2)$$

При открытии тиристора ведется учет текущего времени открытия t_1 . Это время на каждом шаге

интегрирования увеличивается на величину шага интегрирования h (рис. 2, блок 9). Пока время t_1 не достигло значения t_{g1} , сопротивление тиристора R_T на каждом шаге интегрирования вычисляется по формуле (2). После достижения времени t_1 значения t_{g1} сопротивление тиристора $R_T = R_{on}$.

Состояние $Flag=2$. Если какой-то тиристор имеет значение параметра $Flag=2$ (состояние открытое удерживаемое), то управление передается подпрограмме Fl_2 , блок-схема которой показана на рис. 3. Вначале проверяется знак тока I_T , протекающего через тиристор (рис. 3, блок 1). При отрицательном значении тока анализ выполняется аналогично тому, который выполняется при рассмотрении аналогичного состояния при $Flag=1$. При положительном значении тока тиристора I_T выполняется его сравнение со значением тока удержания I_H . Если $I_T > I_H$, то выполняется проверка окончания текущего времени t_1 включения тиристора (рис. 3, блок 3). При достижении t_1 значения времени включения тиристор переходит в открытое состояние; в противном случае вычисляется текущее значение переходного сопротивления R_T согласно выражению (2). Если $I_T < I_H$, то при наличии импульса на управляющем электроде тиристор переходит в состояние с $Flag=4$, а при его отсутствии тиристор закрывается (рис. 3, блок 4).

Состояние $Flag=3$. Управление передается подпрограмме Fl_3 , блок-схема которой показана на рис. 4. Открытое состояние тиристора при отрицательном напряжении U_{ak} продолжается до

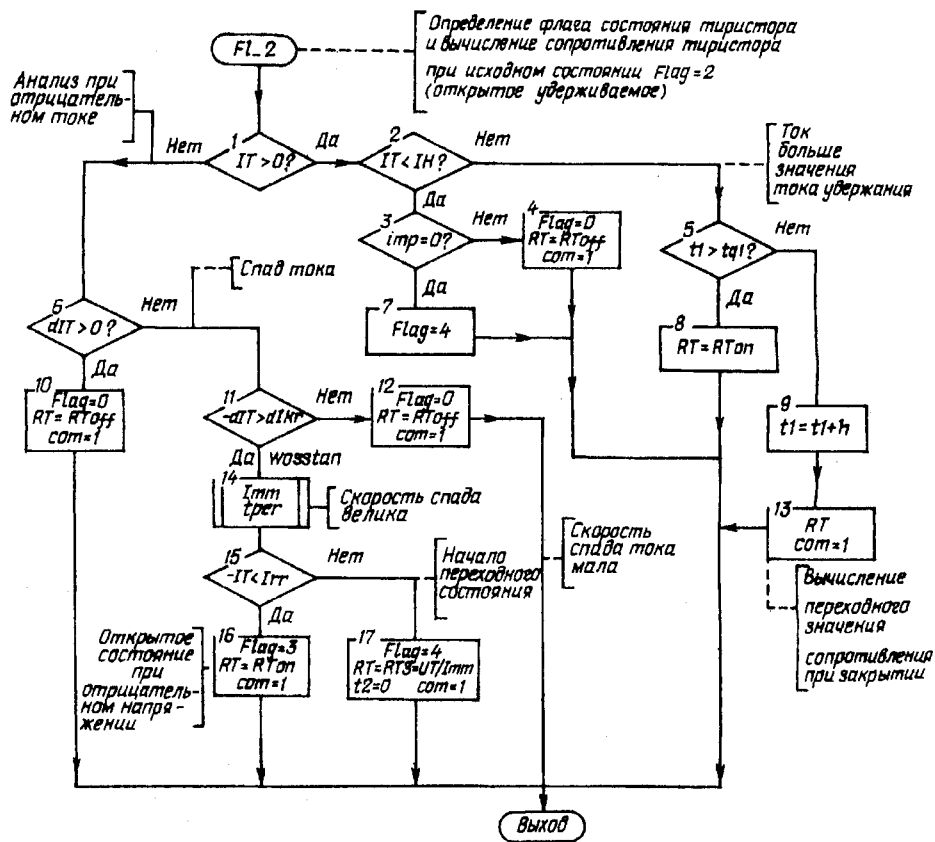


Рис. 3

тех пор, пока ток тиристора по модулю не достигнет значения I_{trm} , после чего тиристор переходит в состояние $Flag=4$. В этом случае сопротивление тиристора в начале этого состояния R_{T3} получим из закона Ома как отношение мгновенного напряжения на тиристоре к току I_{trm} (рис. 4, блок 3).

Состояние $Flag=4$. Управление передается подпрограмме Fl_4 , блок-схема которой показана на рис. 5. Текущее время в этом состоянии оценивается параметром t_2 , который изменяется от нуля до значения t_{per} около $(1,5-2)t_{rr}$ [8]. В течение этого периода тиристор восстанавливает запертое состояние, а сопротивление тиристора меняется от R_{T3} до R_{off} . Аппроксимируем изменение сопротивления тиристора в течение переходного режима экспонентой

$$R_T(t) = B e^{bt_2}, \quad (3)$$

где $t_2 = t - t_c$ — время переходного состояния; t_c — момент начала закрытия тиристора.

При $t_2 = 0$ $R_T = R_{T3}$, при $t_2 = t_{per}$ получаем $R_T = R_{off}$.

Отсюда следует зависимость сопротивления тиристора от времени при его закрытии

$$R_T(t_2) = R_{T3} \exp \left[(t_2 / t_{per}) \ln(R_{off} / R_{T3}) \right], \quad (4)$$

где $t_{per} = 1.5t_{rr}$.

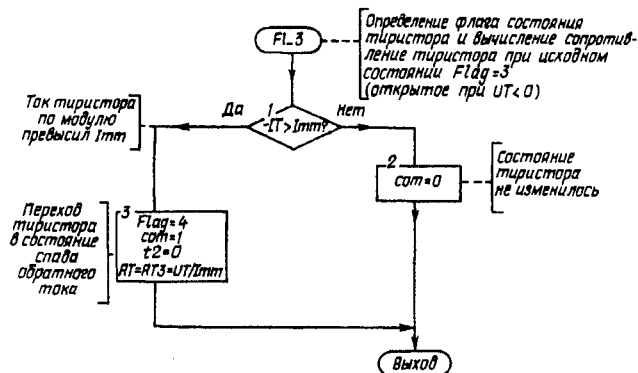


Рис. 4

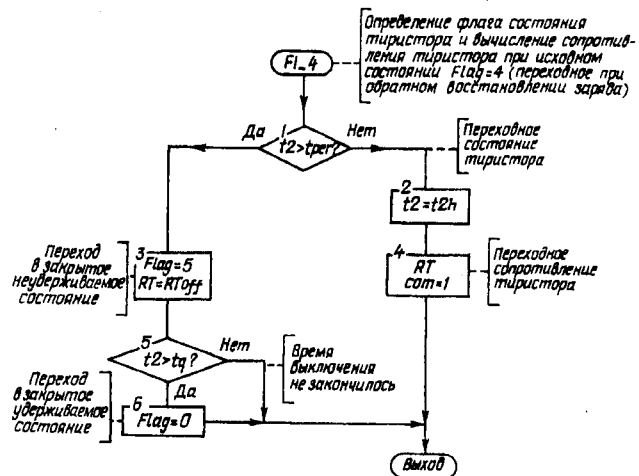


Рис. 5

Состояние $Flag=5$ (закрытое неудерживаемое). Управление передается подпрограмме Fl_5 , блок-схема которой показана на рис. 6. Тиристор имеет сопротивление закрытого состояния, но при подаче положительного напряжения $U_{ak} > 0$ тиристор может открыться и без подачи управляющего импульса. В этом состоянии тиристор находится в течение времени восстановления запирающих свойств t_q . Тиристор перейдет в закрытое удерживаемое состояние с параметром $Flag=0$, если за это время напряжение U_{ak} не станет положительным. В противном случае тиристор откроется и перейдет в состояние с $Flag=2$.

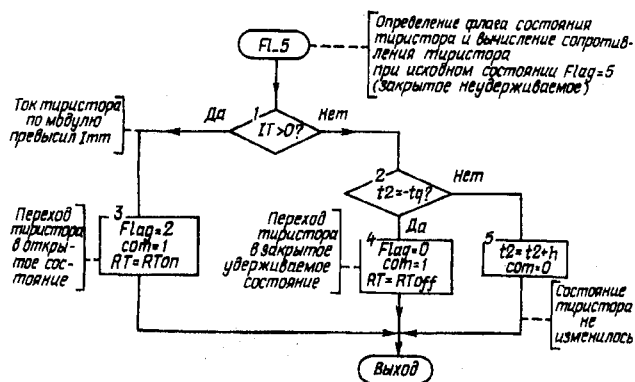


Рис. 6

Поскольку в исследуемой цепи тиристорov несколько, то параметр состояния $Flag$ представим вектором, число элементов которого равно числу тиристорov K_{vs} . Точно также значения сопротивлений всех тиристорov в текущий момент времени содержатся в векторе R_T .

Исходя из изложенного, разработан алгоритм и подпрограмма $FlagS$ оценки состояния всех тиристорov схемы на каждом текущем шаге интегрирования. Подпрограмма $FlagS0$ выполняет анализ состояния и, используя подпрограммы Fl_0 — Fl_5 , вычисляет сопротивление одного тиристора для произвольного момента времени.

При вводе данных цепи для расчета с помощью программы $Colo$ тиристоры идентифицируются порядковым номером. Этот номер задается по правилам нумерации тиристорov в устройствах преобразовательной техники. В программе порядок нумерации используется для того, чтобы на конкретные тиристоры посылать управляющие импульсы в соответствии с алгоритмом управления преобразовательного устройства. Алгоритмы управления различных преобразовательных устройств различны и определяются логикой работы соответствующего устройства. Для каждого уникального алгоритма управления должна быть разработана соответствующая подпрограмма, осуществляющая логику подачи управляющих импульсов. При необходимости программный комплекс $Colo$ может быть дополнен подпрограммами, реализующими любой алгоритм управления тиристорами.

В подпрограмме $urimp_d1$, входящей в комплекс $Colo-15$, реализован алгоритм подачи стандартных импульсов управления мостом Ларионова. Импульсы управления синхронизированы с трехфазным источником ЭДС. Будем считать, что преобразователь включается в момент времени $t=0$, и с этого момента отсчитываются фазные ЭДС трансформатора

$$e_A(t) = E_m \sin(\omega t);$$

$$e_B(t) = E_m \sin(\omega t - \pi/3);$$

$$e_C(t) = E_m \sin(\omega t + \pi/3).$$

С момента $t=0$ отсчитывается время подачи управляющих импульсов на тиристоры. В программе принято, что наличие управляющего импульса на управляющем электроде тиристора в текущий момент времени характеризуется параметром $imp(k)$, где k — номер тиристора: $imp(k)=1$ — импульс есть; $imp(k)=0$ — импульса нет. Считаем, что в начальный момент времени все тиристоры находятся в закрытом состоянии, подается система трехфазных ЭДС в соответствии с (5), а на управляющие электроды начинают подаваться управляющие импульсы в соответствии с заданным алгоритмом. Ширина управляющих импульсов задается параметром $dimp_grd$ в электрических градусах. Параметр γ , названный нами абсолютным углом управления тиристора, задает промежуток между моментом пересечения синусоидальной ЭДС с осью абсцисс ωt и передним фронтом управляющего импульса.

Ток включения I_L , ток удержания I_H , время включения t_{g1} , время выключения t_q , критическая скорость убывания тока P_{kr} , сопротивление закрытого тиристора R_{off} , сопротивление открытого тиристора R_{on} являются классификационными параметрами тиристора.

Таким образом, предложенная и реализованная в виде программы логическая модель тиристора отличается простотой схемного моделирования в виде резистивного нелинейного двухполюсника, что позволяет выполнять моделирование сложных тиристорных устройств. В ней учтен ток включения тиристора, не учитываемый в системе $SimPower System$.

Модифицированный программный комплекс $Colo$ позволяет проводить моделирование динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях, содержащих также тиристоры и диоды.

1. Абрамович М.И. и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 432 с.
2. Болотовский Ю.Б., Таназлы Г.И. OrCAD Моделирование. "Поваренная" книга. — М.: Солон-Пресс, 2005. — 199 с.

3. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. — С-Пб.: КОРОНА принт, 2001. — 320 с.

4. Новиков А.А., Амелина М.А. Конспект лекций по курсу "Математическое моделирование в электронике". — Смоленск.: Филиал МЭИ, 2006. — 74 с.

5. Ортега Дж., Пулл У. Введение в численные методы решения дифференциальных уравнений. — М.: Наука, 1986. — 288 с.

6. Тиховод С. М. Разработка системы компьютерного моделирования динамических процессов во взаимосвязанных

нелинейных электрических и магнитных цепях // Техн. электродинамика. — 2008. — №3. — С. 16—23.

7. Тиховод С.М., Корнус Т.М. Программа для компьютерного моделирования электрических процессов в тиристорных цепях // Электротехника та електроенергетика. — 2002. — № 1.

8. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Недошивин Р.П. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 400 с.

9. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств и систем в Simulink. Power Electronics — элементы силовой электроники. http://matlab.exponenta.ru/simpower/book1/1_6.php

Надійшла 09.06.2008

УДК 621.314

В.С.БОЙКО, докт.техн.наук, Е.А.КУДРЯ, канд.техн.наук, А.А.ШУЛЯК (Нац. техн. ун-т України, "КПИ", Киев)

Расчет углов регулирования и коммутации в компенсационной преобразовательной системе с регулируемым коммутирующим устройством

Представлены результаты исследования электромагнитного процесса в преобразовательной системе компенсационного типа, коммутирующее звено которой содержит трехфазную конденсаторную батарею и силовые ключи, сочетающие функции устройства перезаряда конденсаторов и управления технологическим процессом в нагрузке. Рассмотрена особенность составления коммутационных соотношений, используемых для расчета углов регулирования и коммутации силовых вентилялей, соответственно различным режимам работы нагрузки.

Представлено результати досліджень електромагнітного процесу в перетворювальній системі компенсаційного типу, комутаційна ланка якої містить трифазну конденсаторну батарею та силові ключі, які виконують функції пристрою перезаряду конденсаторів та керування технологічним процесом у навантаженні. Розглянуто особливості складання комутаційних співвідношень, які використовуються для розрахунку кутів регулювання та комутації силових вентилів, відповідно до режимів роботи навантаження.

Статья посвящена дальнейшему исследованию электромагнитного процесса в компенсационной преобразовательной системе рис. 1, коммутирующее звено которой содержит кроме трехфазной конденсаторной батареи еще и силовые ключи, что позволяет регулировать выходные и энергетические характеристики системы. Результаты начала этих исследований изложены в [1], где получены соотношения для токов коммутации силовых вентилялей и токов фазы трехфазной конденсаторной батареи, соединенной в треугольник, при различных сочетаниях свободно устанавливающегося угла регулирования силовых вентилялей (диодов) и угла управления силовых ключей (например, тиристоров), задаваемого системой управления. Иссле-

дование показало, что таких сочетаний может быть шесть, и в работе они получили название диапазонов задержки (ДЗ).

Во все выражения токов входит величина свободно устанавливающегося опережающего угла регулирования (α) и угла коммутации (γ) силовых вентилялей, определить которые можно, исследовав особенности электромагнитного процесса.

В настоящей работе, как и в [1], при анализе приняты следующие допущения:

- система синусоидальных питающих ЭДС симметрична;
- вентили и ключи схемы идеальны;
- активное сопротивление оборудования и ошиновки не учитывается;

3. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. — С-Пб.: КОРОНА принт, 2001. — 320 с.

4. Новиков А.А., Амелина М.А. Конспект лекций по курсу "Математическое моделирование в электронике". — Смоленск.: Филиал МЭИ, 2006. — 74 с.

5. Ортега Дж., Пулл У. Введение в численные методы решения дифференциальных уравнений. — М.: Наука, 1986. — 288 с.

6. Тиховод С. М. Разработка системы компьютерного моделирования динамических процессов во взаимосвязанных

нелинейных электрических и магнитных цепях // Техн. электродинамика. — 2008. — №3. — С. 16—23.

7. Тиховод С.М., Корнус Т.М. Программа для компьютерного моделирования электрических процессов в тиристорных цепях // Электротехника та електроенергетика. — 2002. — № 1.

8. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г., Недошивин Р.П. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 400 с.

9. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств и систем в Simulink. Power Electronics — элементы силовой электроники. http://matlab.exponenta.ru/simpower/book1/1_6.php

Надійшла 09.06.2008

УДК 621.314

В.С.БОЙКО, докт.техн.наук, Е.А.КУДРЯ, канд.техн.наук, А.А.ШУЛЯК (Нац. техн. ун-т України, "КПИ", Киев)

Расчет углов регулирования и коммутации в компенсационной преобразовательной системе с регулируемым коммутирующим устройством

Представлены результаты исследования электромагнитного процесса в преобразовательной системе компенсационного типа, коммутирующее звено которой содержит трехфазную конденсаторную батарею и силовые ключи, сочетающие функции устройства перезаряда конденсаторов и управления технологическим процессом в нагрузке. Рассмотрена особенность составления коммутационных соотношений, используемых для расчета углов регулирования и коммутации силовых вентилялей, соответственно различным режимам работы нагрузки.

Представлено результати досліджень електромагнітного процесу в перетворювальній системі компенсаційного типу, комутаційна ланка якої містить трифазну конденсаторну батарею та силові ключі, які виконують функції пристрою перезаряду конденсаторів та керування технологічним процесом у навантаженні. Розглянуто особливості складання комутаційних співвідношень, які використовуються для розрахунку кутів регулювання та комутації силових вентилів, відповідно до режимів роботи навантаження.

Статья посвящена дальнейшему исследованию электромагнитного процесса в компенсационной преобразовательной системе рис. 1, коммутирующее звено которой содержит кроме трехфазной конденсаторной батареи еще и силовые ключи, что позволяет регулировать выходные и энергетические характеристики системы. Результаты начала этих исследований изложены в [1], где получены соотношения для токов коммутации силовых вентилялей и токов фазы трехфазной конденсаторной батареи, соединенной в треугольник, при различных сочетаниях свободно устанавливающегося угла регулирования силовых вентилялей (диодов) и угла управления силовых ключей (например, тиристоров), задаваемого системой управления. Иссле-

дование показало, что таких сочетаний может быть шесть, и в работе они получили название диапазонов задержки (ДЗ).

Во все выражения токов входит величина свободно устанавливающегося опережающего угла регулирования (α) и угла коммутации (γ) силовых вентилялей, определить которые можно, исследовав особенности электромагнитного процесса.

В настоящей работе, как и в [1], при анализе приняты следующие допущения:

- система синусоидальных питающих ЭДС симметрична;
- вентили и ключи схемы идеальны;
- активное сопротивление оборудования и ошиновки не учитывается;

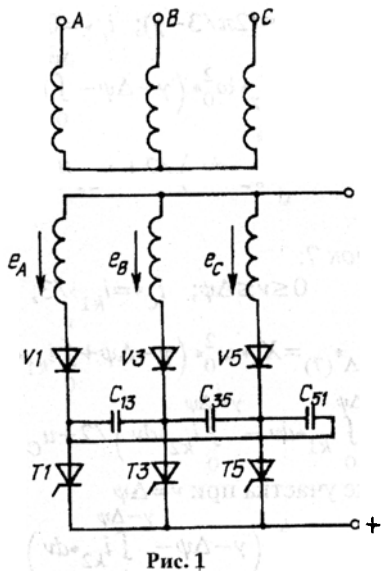


Рис. 1

— ток намагничивания преобразовательного трансформатора равен нулю;

— ток в цепи нагрузки (I_d) идеально сглажен.

В качестве условного начала отсчета принято начало коммутации в силовом вентиле $V1$ при переходе на него тока с вентиля $V5$. При этом система трехфазных питающих напряжений представляется в виде

$$e_A = E_m \sin(\nu + 30^\circ + \psi);$$

$$e_B = E_m \sin(\nu - 90^\circ + \psi);$$

$$e_C = E_m \sin(\nu + 150^\circ + \psi),$$

где E_m — амплитуда вторичного фазного напряжения преобразовательного трансформатора; $\nu = \omega t$ — текущая переменная; ψ — начальная фаза напряжения при включении вентиля.

Получим аналитические выражения для коммутирующего напряжения в исследуемой компенсационной преобразовательной системе. В общем случае напряжение фазы конденсаторов при включении их в треугольник, записанное для мгновенных значений, имеет вид

$$u_C = (\omega C)^{-1} \int i_C dv + u_C(0).$$

С учетом очередности вступления вентилях в работу и длительности процесса коммутации тока силовыми вентилями в кривой тока конденсаторной батареи можно выделить девять характерных участков. Столько же участков будет и в кривой коммутирующего напряжения. Считая закономерность изменения тока фазы коммутирующего напряжения известной [1], определим коммутирующее напряжение u_C , используя предыдущее выражение, записав его в относительных единицах:

$$u_{C\Delta}^* = \left(3X_\gamma \omega_0^2 / 2 \right) \int_0^\nu i_C^* dv + u_C(0)^*. \quad (1)$$

Для перехода к относительным единицам в работе принята следующая система базисных величин:

— базисное напряжение $U_6 = \sqrt{3} E_m$;

— базисный ток $I_6 = \sqrt{3} E_m / 2X_\gamma$; $X_\gamma = \omega L_\gamma$ — индуктивное сопротивление в фазе одиночной коммутации преобразователя, приведенное ко вторичной обмотке преобразовательного трансформатора;

— базисная мощность $S_6 = U_6 I_6 = 1,5 E_m^2 / X_\gamma$;

— базисная частота $\omega_6 = \omega = 314$ рад/с;

— базисная реактивность цепи переменного тока $X_6 = \sqrt{3} E_m / 2I_d$.

Поскольку выражения токов коммутирующих конденсаторов для четных и нечетных диапазонов задержки отличаются, расчет коммутирующего напряжения для указанных диапазонов задержки произведем отдельно.

Сначала рассмотрим нечетные диапазоны задержки, начиная с ДЗ1. Работу преобразовательной системы в указанном режиме иллюстрирует рис. 2, *a, б, в*, представляющий динамику изменения формы тока коммутирующих конденсаторов и коммутирующего напряжения. Рис. 2, *a* соответствует отсутствию задержки коммутации, когда $\Delta\psi = 0$. На рис. 2, *в* задержка коммутации максимальная для рассматриваемого режима работы ($\Delta\psi = \gamma$).

Расчет ведем по всем девяти участкам, номера которых указаны на рис. 2, *б*.

Участок 1:

$$0 \leq \nu \leq \Delta\psi; \quad i_C^* = -2i_{k1}^* / 3;$$

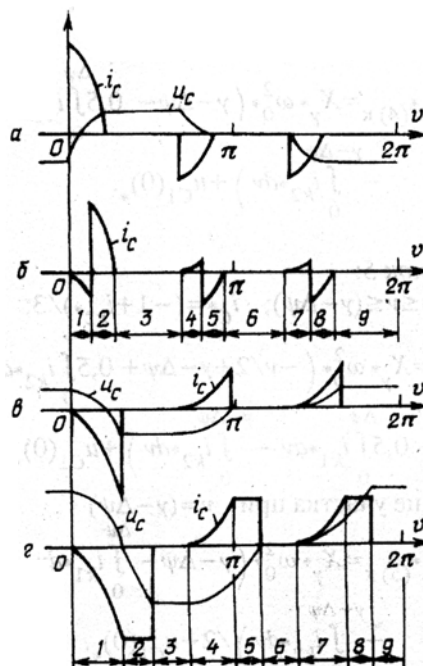


Рис. 2

$$u_{C\Delta^*(1)} = -X_\gamma \omega_0^2 \int_0^\nu i_{k1}^* dv + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = \Delta\psi$

$$u_{C\Delta^*(1)к} = -X_\gamma \omega_0^2 \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv + u_{C1}(0)_*$$

Участок 2:

$$0 \leq \nu \leq (\gamma - \Delta\psi); \quad i_{C^*} = 2(1 - i_{k2}^*)/3;$$

$$u_{C\Delta^*(2)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\nu - \int_0^\nu i_{k2}^* dv - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = (\gamma - \Delta\psi)$

$$u_{C\Delta^*(2)к} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

Участок 3:

$$0 \leq \nu \leq (2\pi/3 - \gamma); \quad i_{C^*} = 0;$$

$$u_{C\Delta^*(3)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

На этом участке, как и на всех последующих, номера которых кратны 3, величина коммутирующего напряжения не изменяется.

Участок 4:

$$0 \leq \nu \leq \Delta\psi; \quad i_{C^*} = i_{k1}^*/3;$$

$$u_{C\Delta^*(4)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi + 0,5 \int_0^\nu i_{k1}^* dv - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = \Delta\psi$

$$u_{C\Delta^*(4)к} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - 0,5 \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

Участок 5:

$$0 \leq \nu \leq (\gamma - \Delta\psi); \quad i_{C^*} = (-1 + i_{k2}^*)/3;$$

$$u_{C\Delta^*(5)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\nu/2 + \gamma - \Delta\psi + 0,5 \int_0^\nu i_{k2}^* dv - 0,5 \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = (\gamma - \Delta\psi)$

$$u_{C\Delta^*(5)к} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*$$

Участок 6:

$$0 \leq \nu \leq (2\pi/3 - \gamma); \quad i_{C^*} = 0;$$

$$u_{C\Delta^*(6)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*$$

Участок 7:

$$0 \leq \nu \leq \Delta\psi; \quad i_{C^*} = i_{k1}^*/3;$$

$$u_{C\Delta^*(7)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi + \int_0^\nu i_{k1}^* dv - \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = \Delta\psi$

$$u_{C\Delta^*(7)к} = X_\gamma \omega_0^2 \left(\gamma - \Delta\psi - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*$$

Участок 8:

$$0 \leq \nu \leq (\gamma - \Delta\psi); \quad i_{C^*} = (-1 + i_{k2}^*)/3;$$

$$u_{C\Delta^*(8)} = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\nu + \gamma - \Delta\psi + \int_0^\nu i_{k2}^* dv - \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*$$

В конце участка при $\nu = (\gamma - \Delta\psi)$

$$u_{C\Delta^*(8)к} = u_{C1}(0)_*$$

Участок 9:

$$0 \leq \nu \leq (2\pi/3 - \gamma); \quad i_{C^*} = 0;$$

$$u_{C\Delta^*(9)} = u_{C1}(0)_*$$

Начальное значение коммутирующего напряжения на первом участке $u_{C1}(0)_*$ определим из условия, что кривая $u_C(\nu)_*$ не содержит постоянной составляющей, т.е. ее среднее значение за период равно нулю. Выполнив расчет, подробности которого ввиду громоздкости здесь не приведены, получим

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\gamma + \Delta\psi + \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv + \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2.$$

Подобно изложенному выполнено решение по участкам для третьего и пятого диапазонов задержки и определено начальное значение коммутирующего напряжения на первом участке $u_{C1}(0)_*$. При этом получено:

— для третьего диапазона задержки

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \omega_0^2 \left(2\pi/3 - \gamma + \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv + \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2;$$

— для пятого диапазона задержки

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \omega_0^2 \left(2\pi/3 - \gamma - \Delta\psi + \int_0^{\Delta\psi} i_{k1}^* dv + \int_0^{\gamma - \Delta\psi} i_{k2}^* dv \right) / 2.$$

Три последних выражения можно обобщить,

записав их в следующем виде:

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \omega_0^2 \left(N - \gamma + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv + \int_0^{(1-n)\gamma} i_{k2}^* dv \right) / 2. \quad (2)$$

Используя (2), необходимо учитывать, что:

$$\begin{aligned} \text{на Д31} \quad N &= n\gamma; \\ \text{на Д33} \quad N &= 2\pi/3; \\ \text{на Д35} \quad N &= 2\pi/3 - n\gamma. \end{aligned} \quad (3)$$

Обратим также внимание и на то, что величину задержки коммутации в тиристорах по отношению к коммутации в силовых вентилях ($\Delta\Psi$) более удобно задавать через величину угла коммутации силовых вентилей и коэффициент n ($\Delta\Psi = n\gamma$). Значение $n=0$ соответствует отсутствию задержки коммутации в тиристорах по отношению к началу коммутации в силовых вентилях. Если $n=1$, то коммутация в тиристорах сдвинута по отношению к коммутации в силовых вентилях на величину угла коммутации γ .

Теперь выполним расчет для четных диапазонов задержки, начиная с Д32. Как следует из рис. 2, з, кривая тока коммутирующих конденсаторов на этом диапазоне задержки (как и на всех других четных и нечетных ДЗ) состоит из девяти участков. Используя выражение (1) и закономерность изменения тока коммутирующих конденсаторов из [1], получим закономерность изменения коммутирующего напряжения по отдельным участкам.

Участок 1:

$$0 \leq v \leq \gamma; \quad i_C^* = -2i_{k1}^*/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(1) = -X_\gamma \omega_0^2 \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \gamma$

$$u_{C\Delta^*}(1)_K = -X_\gamma \omega_0^2 \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 2:

$$0 \leq v \leq \Theta; \quad i_C^* = -2/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(2) = -X_\gamma \omega_0^2 \left(v + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \Theta$

$$u_{C\Delta^*}(2)_K = -X_\gamma \omega_0^2 \left(\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 3:

$$0 \leq v \leq (2\pi/3 - \Theta - \gamma); \quad i_C^* = 0;$$

$$u_{C\Delta^*}(3) = -X_\gamma \omega_0^2 \left(\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 4:

$$0 \leq v \leq \gamma; \quad i_C^* = i_{k1}^*/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(4) = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\Theta + 0,5 \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \gamma$

$$u_{C\Delta^*}(4)_K = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\Theta - 0,5 \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 5:

$$0 \leq v \leq \Theta; \quad i_C^* = 1/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(5) = X_\gamma \omega_0^2 \left(v/2 - \Theta - 0,5 \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \Theta$

$$u_{C\Delta^*}(5)_K = -X_\gamma \omega_0^2 \left(\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 6:

$$0 \leq v \leq (2\pi/3 - \Theta - \gamma); \quad i_C^* = 0;$$

$$u_{C\Delta^*}(6) = -X_\gamma \omega_0^2 \left(\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 7:

$$0 \leq v \leq \gamma; \quad i_C^* = i_{k1}^*/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(7) = X_\gamma \omega_0^2 \left(-\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv - \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) / 2 + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \gamma$

$$u_{C\Delta^*}(7)_K = -X_\gamma \omega_0^2 \Theta / 2 + u_{C1}(0)_*.$$

Участок 8:

$$0 \leq v \leq \Theta; \quad i_C^* = 1/3;$$

$$u_{C\Delta^*}(8) = X_\gamma \omega_0^2 (v - \Theta) / 2 + u_{C1}(0)_*.$$

В конце участка при $v = \Theta$

$$u_{C\Delta^*}(8)_K = u_{C1}(0)_*.$$

Участок 9:

$$0 \leq v \leq (2\pi/3 - \Theta - \gamma); \quad i_C^* = 0;$$

$$u_{C\Delta^*}(9) = u_{C1}(0)_*.$$

Как и в расчете для нечетных диапазонов задержки, начальное значение коммутирующего напряжения на первом участке второго диапазона задержки $u_{C1}(0)_*$ определим из условия, что кривая $u_C(v)_*$ не содержит постоянной составляющей. Достаточно громоздкий расчет, подробности которого здесь не приведены, дает

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \omega_0^2 \left(\Theta + \int_0^{\gamma} i_{k1}^* dv \right) / 2$$

Аналогично предыдущему выполним решение по участкам для четвертого и шестого диапазонов задержки, а затем определим $u_{C1}(0)_*$.

Для четвертого диапазона задержки

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \cdot \omega_0^2 \cdot \left(2\pi/3 - \gamma + \int_0^\gamma i_{k1} \cdot dv \right) / 2$$

Для шестого диапазона задержки

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \cdot \omega_0^2 \cdot \left(2\pi/3 - 2\gamma - \Theta + \int_0^\gamma i_{k1} \cdot dv \right) / 2$$

Три последних выражения могут быть записаны в обобщенной форме следующим образом:

$$u_{C1}(0)_* = X_\gamma \cdot \omega_0^2 \cdot \left(N + \int_0^\gamma i_{k1} \cdot dv \right) / 2 \quad (4)$$

Используя (4), необходимо учитывать, что:

$$\begin{aligned} \text{на ДЗ2} \quad N &= n \left(2\pi/3 - \gamma \right); \\ \text{на ДЗ4} \quad N &= \left(2\pi/3 - \gamma \right); \\ \text{на ДЗ6} \quad N &= 2\pi/3 - 2\gamma - n \left(2\pi/3 - \gamma \right) \end{aligned} \quad (5)$$

В записи коэффициентов N учтено, что $0 \leq \Theta \leq (2\pi/3 - \gamma)$ и его так же, как и $\Delta\Psi$ на нечетных диапазонах задержки, лучше задавать как относительную величину от возможного изменения Θ , т.е.

$$\Theta = n \left(2\pi/3 - \gamma \right)$$

Сам же коэффициент n , как и для нечетных диапазонов задержки, может принимать значения от нуля до единицы.

Подставив найденное выражение начального значения коммутирующего напряжения $u_{C1}(0)_*$ в закономерности изменения коммутирующего напряжения на отдельных участках, получим выражения для мгновенного значения коммутирующего напряжения на всех участках всех диапазонов задержки. Однако расчет и построение указанных кривых предусматривает знание величины угла коммутации силовых вентилях γ и их свободно устанавливающегося опережающего угла регулирования α .

Во всех компенсационных преобразовательных системах с одноступенчатой емкостной коммутацией для нахождения указанных углов необходимо составить и решить систему двух трансцендентных уравнений.

Сначала выполним решение для нечетных диапазонов задержки. Первое уравнение запишем из условия, что в конце интервала коммутации силового вентиля относительное значение тока коммутации $i_{k*} = 1$. Как показано в [1], на нечетных диапа-

зонах задержки коммутация идет в два этапа, поэтому весь интервал коммутации разбит на два подинтервала, каждому из которых соответствует своя закономерность изменения тока коммутации, представленная приведенными ниже соотношениями (6) и (7):

$$i_{k1*} = n_1 + \frac{\cos(\nu - \alpha)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + K_1 \cdot \cos \omega_0 \cdot \nu + K_2 \cdot \sin \omega_0 \cdot \nu$$

где

$$K_1* = - \left[\frac{\cos \alpha}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} \right]; \quad K_2* = - \frac{\sin \alpha}{\omega_0 \cdot X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)}$$

$$i_{k2*} = n_2 + \frac{\cos(\nu - \alpha + n\gamma)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + B_1 \cdot \cos \omega_0 \cdot \nu + B_2 \cdot \sin \omega_0 \cdot \nu,$$

где

$$\begin{aligned} B_1* &= n_1 - n_2 + K_1 \cdot \cos \omega_0 \cdot n_3 \gamma + K_2 \cdot \sin \omega_0 \cdot n_3 \gamma; \\ B_2* &= -K_1 \cdot \sin \omega_0 \cdot n_3 \gamma + K_2 \cdot \cos \omega_0 \cdot n_3 \gamma. \end{aligned}$$

Численные значения коэффициентов n_1 и n_2 , зависящие от номера диапазона задержки, приведены в таблице.

Номер	1	2	3	4	5	6
n_1	0	0	0,5	0,5	1,0	1,0
n_2	1,0	-	0	-	0,5	-

Обратим внимание на два обстоятельства. Первое состоит в том, что в компенсационной преобразовательной системе с ключевыми элементами в коммутирующем звене одноступенчатая емкостная коммутация может быть многоэтапной, что объясняется наличием в коммутирующем звене элементов, способных регулировать процесс перезаряда конденсаторной батареи. Соответственно в такой преобразовательной системе электромагнитный процесс имеет более сложную физическую природу, а сама система обладает более широкими возможностями для регулирования выпрямленного напряжения и реактивной мощности.

Во-вторых, окончанию коммутации на нечетных диапазонах задержки соответствует конец второго подинтервала. Подставив в выражение (7) значение текущей переменной $\nu = \gamma - \Delta\Psi = (1 - n)\gamma$, получим

$$\begin{aligned} &= n_2 + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + B_1 \cdot \cos \omega_0 \cdot (1 - n)\gamma + \\ &+ B_2 \cdot \sin \omega_0 \cdot (1 - n)\gamma \end{aligned}$$

Второе трансцендентное уравнение запишем из условия, что в момент начала коммутации $u_{C1}(0)_* = \sin \alpha$. Используя уравнение (2), полу-

чим

$$\sin\alpha = X_\gamma \cdot \omega_0^2 \left(N - \gamma + \int_{k_1}^{\nu} i_{k1} \cdot dv + \int_0^{(1-n)\gamma} i_{k2} \cdot dv \right) / 2$$

Вычислив предварительно значения интегралов, входящих в последнее выражения, и выполнив необходимые математические преобразования, получим окончательно систему уравнений следующего вида:

$$F1_{нч} = -1 + n_2 + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + B_1 \cdot \cos\omega_0 \cdot (1-n)\gamma + B_2 \cdot \sin\omega_0 \cdot (1-n)\gamma \quad (8)$$

$$F2_{..} = N - \frac{\sin\alpha}{X_\gamma \cdot \omega_0^2} + \frac{\sin(\gamma - \alpha) + \sin\alpha}{2X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} - \gamma/2 + n_1 n \gamma/2 + n_2 (1-n)\gamma/2 + \left[B_1 \cdot \sin\omega_0 \cdot (1-n)\gamma + B_2 \cdot \left[1 - \cos\omega_0 \cdot (1-n)\gamma \right] \right] / 2\omega_0 + \left[K_1 \cdot \sin\omega_0 \cdot n\gamma + K_2 \cdot \left(1 - \cos\omega_0 \cdot n\gamma \right) \right] / 2\omega_0$$

Решив эту систему, определим значения углов α и γ , соответствующих любому режиму работы преобразовательной системы на нечетных диапазонах задержки.

Систему трансцендентных уравнений для определения углов регулирования и коммутации в режимах, соответствующих четным диапазонам задержки, составим, используя те же условия, что и на нечетных диапазонах задержки. При этом учтем, что на четных диапазонах задержки коммутационный процесс является одноэтапным и ток коммутации описывается соотношением (6). Подставив в него значение текущей переменной $\nu = \gamma$, получим

$$1 = n_1 + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + K_1 \cdot \cos\omega_0 \cdot \gamma + K_2 \cdot \sin\omega_0 \cdot \gamma$$

Второе трансцендентное уравнение запишем из условия, что в момент начала коммутации $u_{C1}(0) = \sin\alpha$. Используя уравнение (4), получим

$$\sin\alpha = X_\gamma \cdot \omega_0^2 \left(N + \int_{k_1}^{\gamma} i_{k1} \cdot dv \right) / 2$$

Предварительно проинтегрировав выражение тока коммутации на первом подинтервале и вы-

полнив необходимые математические преобразования, получим

$$F1_{ч} = -1 + n_1 + \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + K_1 \cdot \cos\omega_0 \cdot \gamma + K_2 \cdot \sin\omega_0 \cdot \gamma; \quad (9)$$

$$F2_{..} = N - \frac{\sin\alpha}{X_\gamma \cdot \omega_0^2} + \frac{\sin(\gamma - \alpha) + \sin\alpha}{2X_\gamma \cdot (\omega_0^2 - 1)} + n_1 \gamma/2 + \left[K_1 \cdot \sin\omega_0 \cdot \gamma + K_2 \cdot \left(1 - \cos\omega_0 \cdot \gamma \right) \right] / 2\omega_0$$

Решив эту систему уравнений, определим значения углов α и γ , соответствующих любому режиму работы преобразовательной системы на четных диапазонах задержки.

Выводы. 1. Включение в состав коммутирующего звена управляемых ключевых элементов существенно изменяет характер электромагнитного процесса преобразовательной системы, поскольку процесс коммутации тока силовыми вентилями усложняется и становится многоэтапным.

2. Закономерность изменения тока коммутирующих конденсаторов и коммутирующего напряжения отличается от аналогичных зависимостей, имеющих место в компенсационных преобразовательных системах с пассивным коммутатором. Указанные характеристики претерпевают значительные изменения как по форме, так и по величине при изменении тока нагрузки и регулирования ключевых элементов.

3. Усложняется расчет параметров элементов такой преобразовательной системы и ее энергетических характеристик, которыми являются внешняя характеристика и величина генерируемой или потребляемой реактивной мощности. Обязательным условием в этих расчетах является знание угла коммутации γ и свободно устанавливающегося опережающего угла регулирования α силовых вентилях.

1. Бойко В.С., Кудря Е.А., Потяженко И.А., Шуляк А.А. Электромагнитный процесс в компенсационной преобразовательной системе с регулируемым коммутирующим устройством // Техн. электродинамика. — 2008. — № 3. — С. 37—42.

2. Чиженко И.М. Схема преобразования электрического тока "звезда—прямая и обратная звезды с уравнительными катушками и коммутирующими конденсаторами" // Изв. КПИ (том XXII). — 1957. — С. 179—200.

3. А.с. 1175338 СССР, МКИ Н 02 М 7/68. Компенсационный выпрямитель (его варианты) / И.М.Чиженко, В.С.Бойко, Е.А.Кудря, А.А.Шуляк (СССР). — № 3707722/24-07. Заявлено 07.03.84. // Б.И. — 1985. — № 31.

Надійшла 02.10.2008

Машина подвійного живлення з матричним перетворювачем в режимах генератора і двигуна

Представлено результати експериментальних випробувань машини подвійного живлення з живленням роторної ланки від матричного перетворювача. Алгоритми керування машиною подвійного живлення і матричним перетворювачем реалізовано в режимі реального масштабу часу, використовуючи DSP-контролер. Описано експериментальний стенд для керування машиною подвійного живлення. Експериментальні дослідження показали, що алгоритми керування машиною подвійного живлення гарантують відпрацювання заданого моменту при одночасному забезпеченні коефіцієнта потужності статорної ланки близького до одиниці.

Представлены результаты экспериментальных испытаний машины двойного питания с питанием роторной цепи от матричного преобразователя. Алгоритмы управления машиной двойного питания и матричным преобразователем реализованы в режиме реального масштаба времени, используя DSP-контроллер. Описан экспериментальный стенд для управления машиной двойного питания. Экспериментальные исследования показали, что алгоритмы управления машиной двойного питания гарантируют отработку заданного момента при одновременном обеспечении коэффициента мощности статорной цепи близкого к единице.

Машина подвійного живлення (МПЖ) з векторним керуванням є привабливим рішенням для високоефективних електроприводів з обмеженим діапазоном швидкості обертання і систем генерування електроенергії [8]. При обмеженому діапазоні зміни кутової швидкості щодо синхронної швидкості асинхронної машини необхідна потужність керування в ланці ротора, пропорційна ковзання, і становить лише незначну частину від величини всієї потужності, що перетворюється.

Основні принципи векторного керування МПЖ представлено в [8] і широко використовуються у різних розробках [2, 3, 9, 10–12]. Як в режимі двигуна, так і у генераторному режимі МПЖ дозволяє забезпечити керування моментом при одночасному керуванні коефіцієнтом потужності статорної ланки. Використання відповідного АС-АС перетворювача в роторній ланці дозволяє регулювати компоненти активної і реактивної потужностей всієї установки, гарантуючи при цьому синусоїдальність струмів із задовільним гармонічним складом. Крім того, в режимі двигуна потужність ковзання інвертується в мережу роторним перетворювачем, забезпечуючи ефективно перетворення енергії.

Принципово можливі два підходи до формування структури силової частини роторної ланки МПЖ: використання традиційної конфігурації з АС-DC-АС перетворювачем, що містить векторно-керований вхідний випрямляч, а також застосування матричних перетворювачів (МП). Деякі результати застосування МП для керування МПЖ представлено в публікаціях [6, 13, 14, 16].

Метою даної статті є дослідження МПЖ з МП у генераторному режимі і режимі двигуна.

Експериментальні дослідження показують, що високоефективно відпрацювання заданих траєкторій зміни моменту МПЖ може бути досягнуто при стабілізації коефіцієнта потужності статорної ланки на рівні, близькому до одиниці, і в режимі двигуна, і у генераторному режимі. М'яке підключення (майже без перехідного процесу) статора МПЖ до мережі живлення досягається використанням запропонованого алгоритму збудження-синхронізації на етапі ініціалізації роботи МПЖ.

Алгоритм керування МПЖ. Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ з підключенням до мережі статором, що представлена в синхронній системі координат ($d-q$), має вигляд [8]

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon} &= \omega; \\ \dot{\omega} &= [\mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_L] / J; \\ \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U; \\ \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_1 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}; \\ \dot{i}_{2d} &= -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta \psi_{1d} - \beta p_n \omega \psi_{1q} - \beta U + u_{2d} / \sigma_2; \\ \dot{i}_{2q} &= -\gamma_2 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta \psi_{1q} + \beta p_n \omega \psi_{1d} + u_{2q} / \sigma_2, \end{aligned} \quad (1)$$

де (u_{2d}, u_{2q}) , (i_{2d}, i_{2q}) , (ψ_{1d}, ψ_{1q}) — напруги ротора, струми ротора і потоки статора, M_L — момент первинного двигуна, U і ω_1 — статорні (мережні) амплітуди напруг і кутова швидкість, ϵ і ω — кутове положення і швидкість обертання ротора, $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ — частота ковзання, p_n — число пар

полісів. Константи, пов'язані з електричними параметрами МПЖ, визначено так

$$\alpha_1 = R_1/L_1, \quad \sigma_2 = L_2(1 - L_m^2/L_1L_2), \quad \beta = L_m/L_1\sigma_2,$$

$$\gamma_2 = R_2/\sigma_2 + \alpha_1\beta L_m, \quad \mu = 3L_m/2L_1,$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 — активні опори і індуктивності статора/ротора відповідно, L_m — індуктивність контуру намагнічування.

Коли МПЖ використовується як генератор, момент M_L у другому рівнянні (1) є рушійним моментом, що створюється первинним приводним двигуном і стабілізує механічну систему МПЖ, загальне рівняння руху якої має вигляд

$$\dot{\omega} = (M - M_L)/J, \quad M_L = k_{\omega m}(\omega - \omega_m^*), \quad (2)$$

де $k_{\omega m} > 0$ — коефіцієнт регулятора швидкості первинного двигуна, а $\omega_m^* > 0$ — його задана швидкість.

Електромагнітний момент МПЖ M є моментом навантаження для механічної системи (2). Основна мета керування МПЖ як генератора полягає у генеруванні бажаного моменту $M^*(t)$ незалежно від кутової швидкості ω .

За умови струмового керування ланкою ротора може бути отримано наступний алгоритм керування моментом/потокотом [1].

Алгоритм керування моментом

$$i_{2d} = M^*/\mu\psi^*. \quad (3)$$

Алгоритм керування потоком

$$i_{2q} = (\alpha_1\psi^* + \dot{\psi}^*)/\alpha_1L_m, \quad (4)$$

де заданий потік обчислюється з рівняння

$$\omega_1\psi^* + \alpha_1L_m i_{2d} + U = 0. \quad (5)$$

Завдання потоку ψ^* , обчислене з (3) і (5), дорівнює

$$\psi^* = \left[-U - \left(U^2 - 8\omega_1 R_1 T^*/3 \right)^{1/2} \right] / 2\omega_1. \quad (6)$$

В [11] показано, що алгоритм керування моментом/потокотом (3)–(6) забезпечує глобальне асимптотичне відпрацювання моменту з асимптотичною орієнтацією за вектором потокозчеплення статора, яке задано умовою

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{1d} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_{1q} - \psi^*) = 0. \quad (7)$$

З (4), (6) і (7) можна зробити висновок, що в сталому режимі (з $M^* = 0$) $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_{1q} = \psi^* = L_m i_{2q}$, що га-

рантує $\lim_{t \rightarrow \infty} i_{1q} = 0$, і досягається керування з нульовою реактивною потужністю з боку статора.

В реальній МПЖ струми ротора не є керуєчими, тому виходи регуляторів потоку/моменту (i_{2d}^*, i_{2q}^*) в (3) і (4) можуть представляти тільки бажані траєкторії (i_{2d}^*, i_{2q}^*) для реальних струмів. Вектор напруги ротора $u_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ є єдиною можливим входом керування МПЖ. Контур струму в алгоритмі керування повинен бути спроектований так, щоб похибки струму

$$\tilde{i}_{2d} = i_{2d} - i_{2d}^*, \quad \tilde{i}_{2q} = i_{2q} - i_{2q}^* \quad (8)$$

асимптотично наближалися до нуля.

Алгоритм керування струмами визначається так [11]:

$$u_{2d} = \sigma(\gamma i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* + \beta\omega\psi^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} - x_d);$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{2d}; \quad (9)$$

$$u_{2q} = \sigma(\gamma i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha\beta\psi^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q);$$

$$\dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_{2q},$$

де i_{2d}^*, i_{2q}^* — задані значення струмів ротора в системі координат $(d-q)$; k_i і k_{ii} — коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму; ψ^* — задане значення потокозчеплення статора; x_d, x_q — інтегральні складові регуляторів струму.

Структурну схему контролера відпрацювання моменту/потокотом показано на рис. 1.

На відміну від АД з короткозамкненим ротором, МПЖ живиться як з боку статора, так і з боку ротора. Тому необхідна спеціальна процедура ініціалізації, щоб не порушити обмеження при керуванні електричною машиною і забезпечити м'яке підключення МПЖ до мережі. Послідовність процесу пуску МПЖ у режимі генератора наступна.

Спочатку запускається первинний двигун, а МПЖ при цьому не задіяна. Коли швидкість обертання досягає швидкості, близької до синхронної, у ланку ротора подається напруга. На цьому етапі алгоритм керування синхронізує вектор ЕРС статора за амплітудою і за фазою з вектором напруги мережі. Коли синхронізація виконана, статор підключається до мережі живлення з гарантованим м'яким підключенням без виникнення перехідного процесу. Система керування забезпечує відпрацювання нульового моменту ("підключення" машини). Після цього МПЖ готова до відпрацювання заданого моменту.

Алгоритм керування струмами ротора спроектовано наступним чином:

$$u_{2d} = L_2 \left(i_{2d}^* R_2 / L_2 - (\omega_1 - \omega) i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2d} + v_d \right);$$

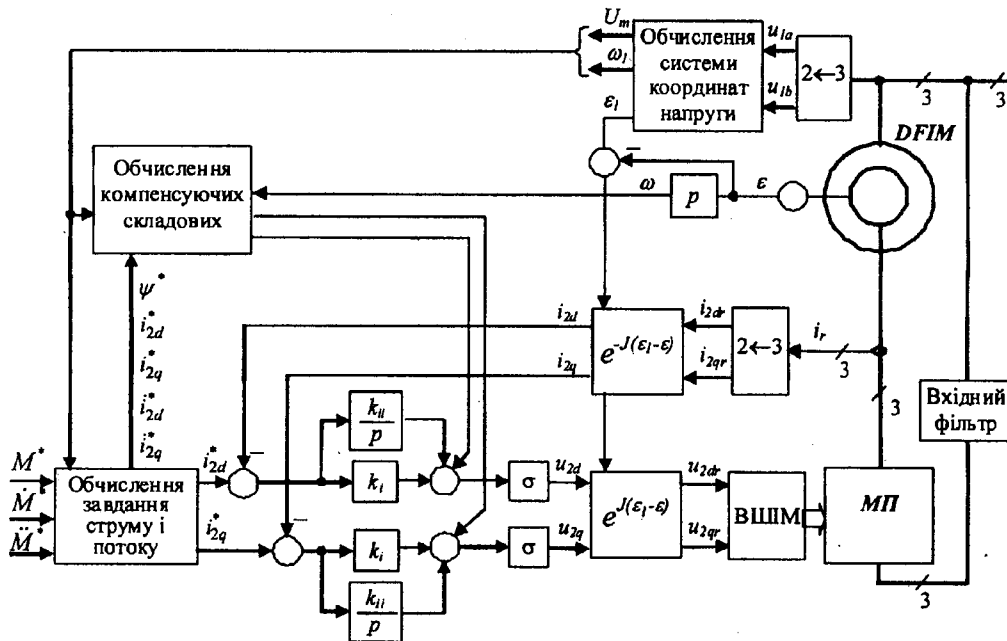


Рис. 1

$$u_{2q} = L_2 \left(\dot{i}_{2q}^* R_2 / L_2 + (\omega_1 - \omega) i_{2d}^* - k_{ii} \tilde{i}_{2q} + v_q \right). \quad (10)$$

Для сталих заданих значень струмів ротора рівняння ЕРС і динаміка похибок струмів ротора на етапі збудження мають вигляд

$$E_d = L_m \left[- \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2d} - \omega \tilde{i}_{2q} - \omega_1 i_{2q}^* + v_d \right]; \quad (11)$$

$$E_q = L_m \left[- \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2q} + \omega \tilde{i}_{2d} + \omega_1 i_{2d}^* + v_d \right];$$

$$\dot{\tilde{i}}_{2d} = - \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2d} + \omega \tilde{i}_{2q} + v_d; \quad \dot{v}_d = -k_{ii} \tilde{i}_{2d}; \quad (12)$$

$$\dot{\tilde{i}}_{2q} = - \left(R_2 / L_2 + k_i \right) \tilde{i}_{2q} - \omega \tilde{i}_{2d} + v_q; \quad \dot{v}_q = -k_{ii} \tilde{i}_{2q}.$$

Для визначення завдання ЕРС відзначимо, що вектор напруги мережі живлення розташовується на осі d , тому завдання для ЕРС статорної ланки МПЖ записуються таким чином:

$$E_d^* = U; \quad E_q^* = 0. \quad (13)$$

Отже, завдання для струмів ротора

$$i_{2d}^* = 0; \quad i_{2q}^* = -U / L_m \omega_1. \quad (14)$$

З (11) і (12) можна зробити висновок, що синхронізація досягається з перехідним процесом, який визначається динамікою підсистеми струмів ротора (12). Відзначимо, що завдання струмів (14) такі ж, як і в (3), (4), (6) при заданому моменті $M^* = 0$, і структура регулятора струму (10) є частиною загального регулятора моменту (9) з додатковими інтегральними діями.

Алгоритм керування матричним перетворювачем. Векторна широтно-імпульсна модуляція (ВШІМ) у МП базується на миттєвому представ-

ленні просторових векторів вхідного струму і вихідної напруги [4, 15]. Матричний перетворювач формує відповідні криві напруги для живлення МПЖ з боку ротора. Середні значення заданого вектора напруги утворюються в результаті синтезу з п'яти стаціонарних векторів (чотири ненульові і один нульовий) [4, 15]. В результаті почергового застосування на кожному періоді ВШІМ вхідних лінійних напруг формується "усереднена" напруга, яка може бути представлена просторовим вектором вихідної напруги.

Алгоритм реалізації векторної ШІМ, який детально розглянуто в [4, 15], полягає в наступному:

- на основі інформації про вхідні миттєві напруги протягом циклу ВШІМ визначається момент переходу з однієї комбінації напруг на іншу;
- на основі інформації про вектор вихідної напруги визначається необхідний сектор;
- обчислюються частки часу і відповідні часові інтервали;
- на початку наступного циклу ВШІМ формується заданий просторовий вектор вихідної напруги.

Спосіб комутації струму в МП може бути заснований на двох підходах. Перший базується на інформації про полярність струму навантаження [15], а другий — на інформації про співвідношення напруг мережі живлення [4]. У цій роботі використовується спосіб комутації, заснований на інформації про полярність струму навантаження.

Експериментальні результати.

Експериментальний стенд. Алгоритми відпрацювання моменту в генераторному режимі і в режимі двигуна експериментально досліджено на машині подвійного живлення з наступними номінальними параметрами: потужність 7,5 кВт, струм 17,5 А, напруга 380 В, швидкість 1460 об/хв, опори

статора і ротора відповідно $R_1 = 0,45$ Ом і $R_2 = 0,2$ Ом, індуктивності статора і ротора відповідно $L_1 = 0,161$ Гн і $L_2 = 0,095$ Гн, взаємна індуктивність $L_m = 0,088$ Гн, число пар полюсів $p_n = 2$.

Тестування алгоритмів керування проводилося з використанням показаного на рис. 2 експериментального стенда, що містить:

- асинхронний двигун з фазним ротором потужністю 7,5 кВт, який живиться від експериментального зразка матричного перетворювача з частотою комутації 12,5 кГц;

- машину постійного струму, що може працювати як у режимі регулювання моменту, так і регулювання швидкості, та використовується для стабілізації швидкості обертання ротора МПЖ при роботі в режимі генератора;

- контролер реального часу на базі цифрового сигнального процесора (TMS320C6711), підключеного до шини персонального комп'ютера;

- датчики струму і напруги LEM для вимірювання аналогових сигналів;

- фотоімпульсний датчик швидкості з розподільною здатністю 2500 імпульсів/об. для вимірювання швидкості і кутового положення;

- персональний комп'ютер (ПК) для програмування і реалізації функцій автоматизації, віртуального осцилографа і інтерфейсу оператора.

Силу схему матричного перетворювача розроблено в університеті Ноттінгема (Великобританія) на базі модуля EUPEC FM35R12KE3 [7]. 18 біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) і 18 діодів у цьому модулі розраховано на напругу 1200 В і струм 35 А. Для формування вхідного синусоїдального струму МП використано відповідний вхідний LC-фільтр, що містить у собі три ємності по 2 мкФ і три дроселі по 1 мГн. Даний

фільтр не було оптимізовано для робочих умов МП, тому якість кривих вхідного струму дещо нижча за очікувану. Для захисту силових ключів МП під час експериментальних досліджень напруга статора і, відповідно, напруга ротора МПЖ були обмежені на рівні 120 В за допомогою трифазного автотрансформатора.

Система керування. Керування МП здійснюється з використанням цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C6711 і програмованої логічної матриці (ПЛМ) (Actel ProASIC A500K050). Для швидкої обробки даних у системі керування використовуються плати цифрового сигнального процесора Texas Instruments TMS320C6711 і ПЛМ Actel ProASIC A500K050. Плата C6711 DSK має тактовий генератор 150 МГц і здатна виконувати 900 мільйонів операцій з плаваючою комою за секунду. Також використовується контролер паралельного порту, за допомогою якого можна з'єднатися з ПК. ПЛМ на цій платі працює з тактовою частотою 10 МГц. Плата ПЛМ підключена до плати DSP за допомогою порту розширення.

Всі розрахунки, пов'язані з просторовою векторною модуляцією, обробкою даних і обміном інформацією, виконуються в DSP. Формування імпульсів ШИМ, керування комутацією, діагностика та інші програмні елементи захисту здійснюються в ПЛМ. Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координуються за допомогою ПЛМ. Вимірювані аналогові сигнали перетворюються у цифрові за допомогою АЦП. ПЛМ використовується також для отримання даних від дев'яти аналого-цифрових перетворювачів і для обміну даними з DSP. Вихідні сигнали, що впливають з розрахунку виконаного DSP, є сигналами керування силовими ключами.

Основною функцією ПЛМ є формування імпульсів ШИМ під час переривання, що відбувається кожні 80 мкс, які передаються на плату драйверів.

Система керування також має апаратні канали захисту на випадок перевантаження. Апаратний канал максимального струмового захисту розміщено на платі ПЛМ. Цей канал захисту базується на використанні компараторів, у яких опорна напруга дорівнює максимальному струму, дозволеному в системі, і призначених для захисту транзисторів IGBT при короткому замиканні або втраті сигналу керування. Коли вимірюваний струм перевищить максимальний, компаратор сформує сигнал миттєвого відключення і зупинить

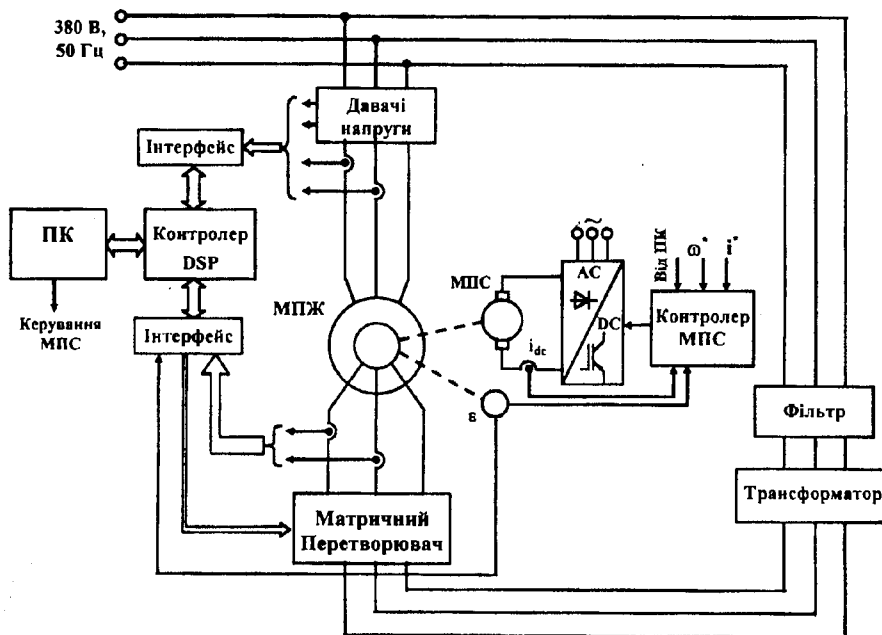


Рис. 2

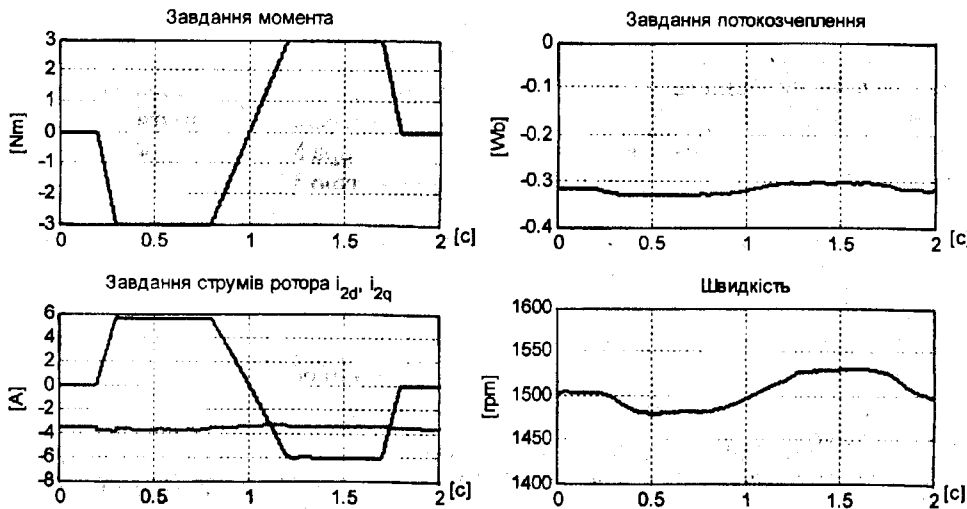


Рис. 3

обробки даних, що підтримує цифрові сигнальні процесори Texas Instruments.

ПК забезпечує інтерфейс користувача для роботи з DSP. Поки DSP виконує обчислення, можна встановити нове завдання для системи керування, а також контролювати змінні системи керування.

Експериментальні дослідження. Експериментальні результати, показані на рис. 3 і 4, були отримані при дослідженні системи з відпрацюванням заданого

імпульси керування ключами.

Вхідні дані, необхідні системі керування, надходять з плати датчиків. Зокрема, надходять дані про дві лінійні вхідні напруги МП, дві лінійні напруги мережі/статора, три вихідні струми МП. Для вимірювання струму використовуються датчики струму LEM LA55-P, а для вимірювання лінійних напруг — датчики напруги LEM LV25-P.

Програмне забезпечення та інтерфейс. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи Code Composer Studio [5], яке є повністю інтегрованим програмним середовищем

моменту в генераторному режимі і режимі двигуна. Послідовність керування показана на рис. 3.

МПЖ, підключена до мережі живлення, відпрацьовує завдання моменту, яке, починаючи з часу $t=0,2$ с, протягом 0,1 с наростає від нульового значення моменту до значення -3 Нм і далі з часу $t=0,8$ с збільшується до 3 Нм. Слід зазначити, що швидкість первинного двигуна на рис. 3 змінюється в межах 10–20 об/хв, тому що в регуляторі швидкості первинного двигуна не використовується інтегральна складова. На рис. 4 показано перехідні процеси змінних МПЖ при відпрацюванні

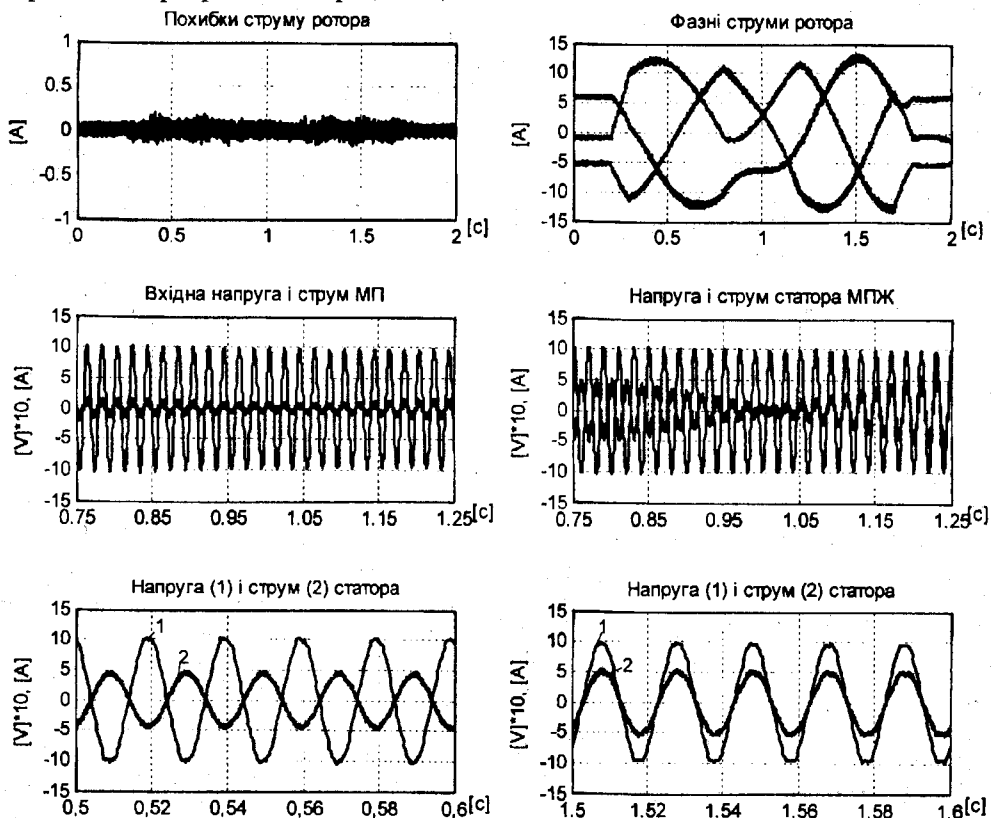


Рис. 4

моменту в генераторному режимі і режимі двигуна, з яких можна зробити висновок, що похибки відпрацювання струмів ротора достатньо малі.

Реактивна складова статорного струму також дорівнює нулю протягом усього тесту, що підтверджує високу якість розглянутого алгоритму керування моментом. В результаті фазний струм статора, показаний на рис. 4, зсунутий по фазі на 180° щодо напруги мережі живлення в генераторному режимі, а в режимі двигуна збігається з ним по фазі. Коефіцієнти пропорційної та інтегральної частин регулятора струму ротора прийнято $k_i = 500$; $k_{ii} = 80000$.

Висновки. Представлено результати досліджень МПЖ з МП в генераторному режимі і в режимі двигуна. Всі алгоритми керування (МП і МПЖ) виконано в реальному масштабі часу, використовуючи DSP контролер. Дослідження виконано за допомогою розробленого експериментального стенда.

Керування експериментальним стендом здійснено за допомогою взаємодії між цифровим сигнальним процесором (плата процесора TMS320C6711) і програмованою логічною матрицею (плата ПЛМ). Збір даних і формування імпульсів керування ключами МП координувалися за допомогою ПЛМ. Програмне забезпечення для всіх алгоритмів керування МПЖ і МП написано мовою програмування Сі, використовуючи програмне забезпечення Code Composer Studio.

В статті продемонстровано, що запропоноване рішення гарантує високоефективне відпрацювання моменту за умови стабілізації коефіцієнта потужності статора МПЖ на рівні одиниці при задовільних формах кривих струмів статора МПЖ і вхідних струмів МП. Основний висновок після виконаних досліджень полягає в тому, що запропоновані технічні рішення з керування МПЖ на базі цифрового сигнального контролера придатні для практичного застосування у високоефективних електромеханічних системах на основі МПЖ.

1. *Пересада С.М., Шаповал И.А.* Управление моментом и реактивной мощностью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокоцепления статора // Техн. электродинамика. — 2002. — № 6. — С. 13–19.

2. *Титов В.Г., Хватов О.С.* Стабилизация параметров электроэнергии автономного генератора на основе машины двойного питания // Электричество. — 2001. — №10. — С. 17–22.

3. *Cardenas R., Pena R., Wheeler P., Clare J., Asher G.* Control of the Reactive Power Supplied by a WECS Based on an Induction

Generator Fed by a Matrix Converter // IEEE Trans. on Industrial Electronics. — 2009. — Vol.56. — №2. — P. 429–438.

4. *Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I.* Control and commutation technique for matrix converters // Техн. электродинамика. Тем.вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2006. — Ч. 1. — С. 56–67.

5. *Code Composer Studio User's Guide*, Texas Instruments. — Literature Number: SPRU328b, 2000.

6. *Ghedamsi K., Aouzellag D., Berkouk E.M.* Application of matrix converter for variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator // Proc. of Intern. Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM2006. — May 2006. — P. 1201–1205.

7. *Hornkamp M., Loddenkoetter M., Muenzer M., Simon O., Bruckmann M.* EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converters // Proc. PCIM. — 2001. — P. 417–422.

8. *Leonhard W.* Control of Electric Drives. — Berlin: Springer-Verlag. — 2001. — 420p.

9. *Pena R., Cardenas R., Proboste J., Clare J., Asher G.* Wind-Diesel Generation Using Doubly Fed Induction Machines // IEEE Trans. on Energy Conversion. — 2008. — Vol. 23. — №.1. — P. 202–214.

10. *Pena R., Clare J.C., Asher G.M.* Doubly Fed Induction Generator using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation // IEE Proc. of Electric Power Applications. — 1996. — Vol. 143. — №.3. — P. 231–241.

11. *Peresada S., Tilli A., Tonielli A.* Robust Active-Reactive Control of a Doubly-Fed Induction Machine // Proc. of IEEE-IECON'98, Aachen (Germany). — Sept. 1998. — P. 1621–1625.

12. *Peresada S., Tilli A., Tonielli A.* Power control of a doubly fed induction machine via output feedback // Control Engineering Practice Journal. — 2004. — Vol. 12. — №. 1. — P. 41–57.

13. *Qi Wang, Xiaohu Chen, Yanchao Ji* Control for Maximal Wind Energy Tracing in Matrix Converter AC Excited Brushless Doubly-Fed Wind Power Generation System // Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference, IECON 2006- 32nd Annual. — 2006. — P. 718–723.

14. *Reyes E., Pena R., Cardenas R., Wheeler P., Clare J., Blasco-Gimenez R.* Application of indirect matrix converters to variable speed doubly fed induction generators // Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008. — 2008. — P. 2698–2703.

15. *Wheeler P.W., Rodriguez J., Clare J.C., Empringham L., Weinstein A.* Matrix converters: a technology review // IEEE Trans. on Industrial Electronics. — 2002. — Vol.49. — №2. — P. 276–288.

16. *Zhang L., Watthanasarn C.* A matrix converter excited doubly-fed induction machine as a wind power generator // Proc. of Seventh Intern. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives. — 1998. — №456. — P. 532–537.

Надійшла 10.02.09

УДК 621.313.322

А.И.ТИТКО, докт.техн.наук, Г.М.ФЕДОРЕНКО, докт.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев), А.П.ГРУБОЙ, В.И.ЧЕРЕДНИК (ГП з-д "Електротяжмаш", Харьков)

Электродинамические усилия в лобовых частях обмоток ротора и статора турбогенератора при переходных процессах в режимах самосинхронизации

Приведена методология расчета электродинамических усилий, которые действуют на токонесущие элементы, в т.ч. на обмотки ротора и статора генераторов при переходных процессах в динамических режимах. Проведен анализ действия таких сил на лобовые части обмоток ротора и статора генератора мощностью 250 МВт при неуспешном включении генератора в режимах синхронизации.

Наведено методологію розрахунку електродинамічних зусиль, які діють на струмонесучі елементи, у т.ч. на обмотки ротора і статора генераторів при перехідних процесах у динамічних режимах. Проведено аналіз дії таких сил на лобові частини обмоток ротора і статора генератора потужністю 250 МВт при неуспішному включенні генератора в режимах синхронізації.

Надежность работы электрогенерирующего оборудования на ТЭС и АЭС во многом зависит от его стойкости к динамическим режимам: пускам, остановам, режимам синхронизации и регулирования мощности и др.

При проектировании турбогенераторов важнейшим вопросом является расчет электродинамических усилий (ЭДУ), которые действуют на обмотки статора и ротора при переходных режимах, для обеспечения такого их крепления, которое способно обезопасить от разрушения в аномальных режимах. Расчету ЭДУ, прежде всего в обмотках статора и в номинальных режимах, посвящено много публикаций [3, 4, 5]. Как правило, это сложные расчеты, учитывающие действие сил во всех направлениях. В данной работе приведена методика расчета ЭДУ в обмотках статора и ротора в направлении по нормали к поверхности лобовых частей обмотки как наиболее опасных нагрузок при переходных процессах. Кроме того, для механических расчетов очень важно знать зависимость сил от времени, которая определяется режимом работы генератора.

Электродинамические усилия, как известно, равны векторному произведению плотности тока \vec{j} в проводящем элементе и индукции \vec{B} магнитного поля, действующего на этот элемент

$$\vec{j} = [\delta \vec{B}] \tag{1}$$

Если индукция магнитного поля измеряется в Тл, а плотность тока в А/м², то ЭДУ — в Н/м³.

Для токонесущих элементов с равномерным распределением плотности тока сила \vec{j} , с которой магнитное поле действует на проводник длиной l с током I , определяется так:

$$\vec{j} = I |l, \vec{B}|, \text{ Н/м} \tag{2}$$

Для расчета ЭДУ, действующих на лобовые части обмоток генератора, необходимо определить магнитное поле в концевой зоне. С этой целью была использована методика [6] для области определения, представленной на рис. 1, которая учитывает распределение плотностей токов в лобовых частях, наиболее адекватное пространственной геометрии стержней в данных частях обмоток [7].

При исследовании переходного процесса ограничимся периодической и аperiodической составляющими токов обмоток ротора и статора, как в случае симметричного внезапного короткого замыкания обмотки статора (ОС).

Мгновенный ток в фазе обмотки статора представляется в общем виде следующим образом [2, 8]

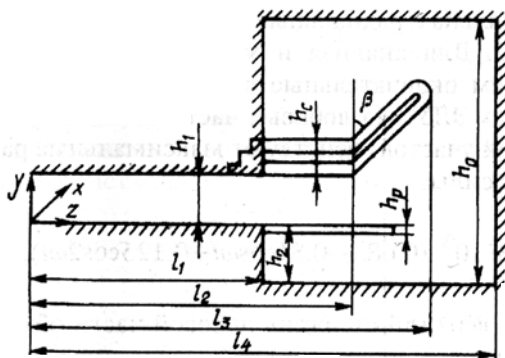


Рис. 1

$$i_c(t) = \left(i_{\text{Псо}} + \sum_{k=1}^m i_{\text{Пск}} e^{-t/T_{\text{Пк}}} \right) \cos \omega t - \left[i_{ac} + i_{1ac} \cos 2\omega t \right] e^{-t/T_a}, \quad (3)$$

где $i_{\text{Псо}}$ — амплитуда установившегося тока; $i_{\text{Пск}}$ — амплитуды периодических токов статора; i_{ac} — постоянная составляющая аperiodических токов статора; i_{1ac} — амплитуда токов двойной частоты; $T_{\text{Пк}}$, T_a — постоянные времени, обусловленные сопротивлениями контуров токов ротора и статора соответственно.

Выражение (3) действительно для фазы обмотки статора, ось которой совпадает с осью полюсов ротора в начале переходного процесса.

Токи обмотки ротора (ОР) представлены так:

$$i_p(t) = i_{op} + i_{ap} e^{-t/T_d} - i_{\text{Пр}} e^{-t/T_a} \cos \omega t, \quad (4)$$

где i_{op} — ток возбуждения перед началом переходного процесса; i_{ap} — аperiodическая составляющая токов ротора; $i_{\text{Пр}}$ — амплитудное значение периодического тока; T_d — постоянная времени, обусловленная сопротивлением эквивалентного контура тока в роторе.

Для каждой составляющей тока находятся отдельные составляющие, а в дальнейшем — суммарная индукция магнитного поля в области определения ЭДУ. В зависимости от режима работы генератора составляющие индукции магнитного поля, возбуждаемого обмотками ротора и статора, суммируются с учетом сдвига их намагничивающих сил в данном режиме. В режимах внезапного КЗ либо синхронизации, когда генератор находится без нагрузки, МДС обмоток приблизительно сдвинуты на 180° .

С учетом направления тока в проводящей детали либо стержнях обмоток ЭДУ действуют в различных направлениях. Они распределены по объему даже в стержнях обмоток, вследствие изменения, прежде всего, магнитного поля. Так, результаты расчета ЭДУ в лобовых частях обмоток статора ТГ показывают, что верхние стержни (ближе к точке статора) испытывают электродинамические нагрузки более значимые, чем нижние, в связи с

тем, что в области верхних стержней угол между векторами индукции магнитного поля, возбуждаемого в отдельности обмотками статора и ротора, острый, а в области нижних — тупой.

Проведем расчет ЭДУ в обмотках турбогенератора мощностью 250 МВт и исследуем их действие при неуспешном включении в режимах самосинхронизации, т.е. в случае, когда при включении угол между напряжениями генератора и сети оказывается большим и при этом наблюдается существенный бросок токов статора и ротора.

Основные исходные данные: номинальный ток статора 10 кА; ток ротора 3284 А; $\cos \varphi = 0,85$; угол нагрузки 66° ; амплитудное значение линейной нагрузки статора $A_c = 2,1 \cdot 10^6$ А/м; амплитудное значение линейной нагрузки обмотки ротора $A_p = 3,77 \cdot 10^6$ А/м; полюсные деления соответственно статора и ротора — $\tau_c = 2$ м, $\tau_p = 1,7$ м; угол наклона стержня лобовой части обмотки статора к торцевой поверхности сердечника в тангенциальном направлении $\alpha = 0,712$ [7]; длина вылета лобовой части обмотки ротора 0,48 м; длина прямого участка лобовой части обмотки статора составляет 0,17 м; высота стержня обмотки статора 0,078 м; высота обмотки ротора в лобовой части 0,1 м. Другие исходные данные: $h_1 = 0,0925$ м, $l_1 = 2,05$ м, $l_2 = 2,22$ м, $l_3 = 2,843$ м, $l_4 = 3,8$ м, $h_0 = 1$ м, $h_2 = 0,2$ м, $h_c = 0,175$ м, $h_p = 0,1$ м, $\beta = 0,56$ (рис. 1).

Находим ЭДУ, которые действуют по нормали к поверхностям обмотки. При этом принимается во внимание тангенциальная составляющая индукции магнитного поля как наиболее значимая. При расчете ЭДУ учитывается неравномерное распределение индукции по высоте стержней. Тогда, следуя (2), ЭДУ, действующие на прямой участок лобовой части ОС в радиальном направлении, будут рассчитываться из выражения

$$f_r = i_c B_\varphi, \quad (5)$$

где i_c — ток в стержне ОС, B_φ — тангенциальная составляющая индукции магнитного поля.

Для отогнутого участка лобовой части ОС рассчитываются аксиальная f_z и радиальная f_r составляющие сил (2), а нормальная составляющая — к поверхности обмотки находится из выражения

$$f_n = f_r \cdot \cos \beta + f_z \cdot \sin \beta \quad (6)$$

В номинальном режиме ЭДУ будут иметь постоянную составляющую, направленную в сторону сердечника статора, и переменную с частотой 2ω . Рассмотренный в работе подход основан на определении усредненного значения ЭДУ, действующего по нормали к поверхностям лобовых частей обмоток. При расчете сил в каждом конкретном стержне необходимо строго учитывать фазы характеристик найденного суммарного поля и тока этого стержня. В данной работе рассчитаны наиболее опасные уси-

лия, направленные в радиальном направлении либо в радиально-аксиальном для отогнутого участка лобовой части обмотки статора.

Расчет ЭДУ выполняется так. Сначала рассчитываются составляющие индукции магнитного поля по указанной методике и разработанной компьютерной программе в области стержней лобовых частей обмоток ротора и статора. При этом токи ротора и статора задаются для рассмотренного режима генератора с учетом сдвига фаз их МДС. Составляющие ЭДУ рассчитываются по формулам (2), (5), (6) для каждого из участков обмотки с учетом направления токов в данном участке. При переходных процессах составляющие индукции магнитного поля и ЭДУ находятся для каждой составляющей тока обмоток (3), (4) в отдельности, так как они имеют различную зависимость от времени. Усилия, действующие на участки стержней в лобовых частях обмоток, находятся как суперпозиция усилий, соответствующих составляющим переходных токов.

Тестовые расчеты в номинальном режиме показывают, что рассчитанные по приведенной методике значения усилий согласуются с приведенными в литературе [3].

Как известно [2,3], успешное включение генератора предполагает, что угол сдвига фаз генератора и сети не превышает 10^0 , а ток статора не превышает 3,5 номинального.

Были рассмотрены возможные режимы неуспешного включения генератора мощностью 250 МВт и найдены для такого режима токи ротора и статора [2]. Для варианта включения генератора при угле сдвига фаз генератора и сети, равном 120^0 , относительные значения токов статора составляют 6,5, токов ротора 4,2. Расчеты выполнены при таких значениях индуктивных параметров: $X'_d = 1,83$; $X''_d = 0,306$; $X'''_d = 0,242$; $r_a = 0,0019$ Ом; $r_f = 0,08$ Ом. Индуктивность сети принималась равной $X_c = 0,05$.

Расчет ЭДУ проводился без учета затухания отдельных составляющих токов (3), (4) во времени в предположении, что для каждой фазы обмотки статора существуют только аperiodическая и периодическая с частотой ω составляющие, т.е. когда x''_d близко к x'''_d . При этом предполагалось, что бандажное кольцо экранирует переменную составляющую индукции магнитного поля обмотки ротора и аperiodическую составляющую обмотки статора. Постоянное магнитное поле пронизывает вращающееся бандажное кольцо беспрепятственно. Это допустимо, так как толщина бандажного кольца составляет 10 см, а глубина проникновения равна приблизительно 6 см ($\rho = 0,76 \cdot 10^{-6}$ Ом·м, $\mu = 1,1\mu_0$).

Силы, действующие на проводники лобовой части обмотки ротора, распределены по высоте проводника в связи с изменением магнитного поля в ее области. В области прилегания ОР на бочке ротора аксиальная составляющая магнитного поля

минимальна и радиальные ЭДУ здесь также минимальны. Для анализа и механических расчетов приведем окончательные выражения для максимальных ЭДУ. На лобовые части обмотки ротора (прямой участок) действуют максимальные радиальные силы

$$f_r = 13,8 \cdot 10^3 (0,685 - 0,81 \cos \omega t + 0,125 \cos 2\omega t), \text{ Н/м.} \quad (7)$$

На верхний стержень лобовой части обмотки статора (прямой участок) действуют силы

$$f_r = 6 \cdot 10^4 (0,812 - 0,95 \cos \omega t + 0,14 \cos 2\omega t), \text{ Н/м.} \quad (8)$$

На рис. 2 показан характер изменения во времени электродинамических усилий, которые действуют на прямые участки лобовых частей обмотки статора (кр.1) и ротора (кр.2). При рассмотренном переходном процессе на обмотки действуют циклические силы с периодом 0,02 с.

В момент $t = 0,01$ с максимальные усилия на лобовую часть обмотки ротора равны $22,1 \cdot 10^3$ Н/м. На лобовую часть обмотки статора в этот же момент времени действуют максимальные усилия $11,4 \cdot 10^4$ Н/м. Таким образом, участок длиной 0,17 м выдерживает удар в 2 т. Максимальные ЭДУ наблюдаются на выходе из пазов, где имеет место поле "выпучивания" из воздушного зазора. С учетом затухания переходных токов полученные значения сил во времени будут также затухать.

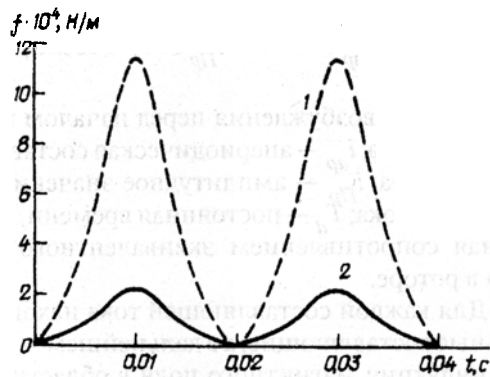


Рис. 2

Приведенные данные показывают, насколько велики переменные усилия, возникающие в режимах синхронизации при неуспешном включении. При противовключении генератора в режимах самосинхронизации, когда угол между напряжением сети и генератора становится равным 180^0 , приведенные значения ЭДУ приблизительно удваиваются.

Таким образом, неуспешное включение генератора при синхронизации приводит к существенным циклическим ЭДУ, которые действуют на лобовые части обмоток ротора и статора, вызывая вибрации. Максимальные усилия действуют на верхние стержни ОС при выходе их из паза, что

негативно отражается на изоляции стержней в данном месте, снижая ее ресурс и пробивное напряжение.

Оценим уровень вибраций в прямом участке лобовой части обмотки статора на выходе из пазов. Вибрации будем рассчитывать по методике, изложенной в [1]. Максимальные нагрузки на медный стержень в этом участке обмотки

$$\sigma = \frac{M_{\text{изг}}}{W} = \frac{ql^2 \cdot 6}{2bh^2} \quad (9)$$

Здесь $M_{\text{изг}}$ — изгибающий момент, кг·см, $M_{\text{изг}} = 0,5ql^2$, q — интенсивность распределенной нагрузки, кг/см, l — длина стержня, на который действует нагрузка, см, b — ширина стержня, см, h — высота стержня, см, W — момент сопротивления стержня, см³, равный $W = bh^2/6$.

Перемещение стержня на краю от приложенных сил

$$\delta = \frac{ql^4}{8Ebh^3} = \frac{ql^4 \cdot 12}{8Ebh^3}$$

где E — модуль упругости, кг/см²; I — момент инерции стержня, см⁴.

В данном случае на медный стержень действует нагрузка в виде электродинамических усилий, максимальная интенсивность которых вычисляется по формуле (8), и в момент времени $t = 0,01$ с равна 114 Н/м.

Подставив в формулы (9), (10) соответствующие значения величин, получим такие расчетные значения:

$$\sigma = \frac{114 \cdot 17^2 \cdot 6}{2 \cdot 5 \cdot 9^2} = 244 \text{ кг/см}^2,$$

$$\delta = \frac{14 \cdot 17^2 \cdot 12}{8 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 5,8^3} = 0,0292 \text{ см} = 292 \text{ мкм}.$$

А нормальной считается вибрация 40 мкм, откуда следует, что ток статора не должен превышать значения примерно 3,5 номинального, что соответствует принятым нормам [2].

Резонансная частота для рассмотренного участка стержня составляет около 87 Гц. Таким образом, в рассмотренном режиме ЭДУ, действующие на прямой участок лобовой части обмотки статора, обуславливают вибрации, частота которых выше

резонансной, но они повышенные и достаточные, чтобы привести к механическому повреждению изоляции стержней на выходе из пазов и к ослаблению крепления, в т.ч. к смещению прессующих клиньев.

Систематические неуспешные включения при синхронизации являются нежелательными в связи с повышенными циклическими усилиями, действующими на лобовые части обмоток статора и ротора, и нарастающими с каждым последующим включением вибрациями.

Таким образом, электродинамические усилия, действующие на лобовые части обмоток ротора и статора при неуспешных включениях в режимах синхронизации генератора, когда ударные токи статора в 3,5 выше номинального, нежелательны, так как они приводят к нарастающим вибрациям и ослаблениям креплений лобовой части обмотки статора, а повышенные вибрации прямого участка лобовой части — к снижению электрофизических свойств и уменьшению пробивного напряжения изоляции стержней обмотки на выходе из пазов, где эти усилия максимальны.

1. *Беляев Н.М.* Сопротивление материалов. — М.: Наука, 1956. — 856 с.
2. *Вольдек А.И.* Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974. — 840 с.
3. *Глебов И.А., Данилевич Я.Б.* Научные основы проектирования турбогенераторов. Л.: Наука, 1986. — 183 с.
4. *Карацуба Л.Н., Карацуба А.С.* Электродинамические усилия, действующие между несущими ток линейными конечными скрещивающимися проводниками. // Проблемы технической электродинамики. — 1977. — Вып. 63. — С. 54—58.
5. *Пиккульский В.А., Хуторецкий Г.М., Цветков В.А.* Электродинамические усилия в лобовых частях обмоток статора мощных турбогенераторов. // Электричество. — 1984. — № 5. — С. 21—24.
6. *Счастливы Г.Г., Титко А.И., Ладиков-Роев П.Ю.* Решение электромагнитного поля в экранах и нажимных плитах турбогенераторов с обычным и криогенным охлаждением. — В кн.: Криогенная электродинамика и энергетика. К.: Наук. думка, 1977. — С. 68—75.
7. *Титко А.И., Счастливы Г.Г.* Математическое и физическое моделирование электромагнитных полей в электрических машинах переменного тока. — Киев: Наук. думка, 1976. — 200 с.
8. *Титко А.И.* Нестационарное электромагнитное поле в мощных турбогенераторах // Электричество. — 1984. — № 4. — С. 49—53.

Надійшла 18.07.08

УДК 621.314

Б.С.СТОГНИЙ, академик НАН Украины, Е.Н.ТАНКЕВИЧ, докт.техн.наук, Г.М.ВАРСКИЙ, канд.техн.наук, И.В.ЯКОВЛЕВА, канд.техн.наук, (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), С.В.РЯБЧУК (ОАО "Укрэлектроаппарат", Хмельницкий)

Математическая модель измерительного преобразователя тока на новых магнитных материалах

Исследованы магнитные характеристики ленточного кольцевого магнитопровода из нанокристаллического сплава ММ-11 и построена математическая модель трансформатора тока с таким магнитопроводом в виде структурной схемы следящей системы. С учетом полученных результатов исследований рассчитан и изготовлен трансформатор тока с заданным минимальным значением номинального коэффициента безопасности приборов его вторичной обмотки. Экспериментально подтверждено соответствие его метрологических характеристик заданным значениям.

Досліджено магнітні характеристики стрічкового кільцевого магнітопровода з нанокристалічного сплаву ММ-11 і побудовано математичну модель трансформатора струму з таким магнітопроводом у вигляді структурної схеми слідуючої системи. З урахуванням отриманих результатів досліджень розраховано і виготовлено трансформатор струму із заданим мінімальним значенням номінального коефіцієнта безпеки приладів його вторинної обмотки. Експериментально підтверджено відповідність його метрологічних характеристик заданим значенням.

Повышение эффективности энергетического производства в большой мере определяется уровнем и качеством его информационного обеспечения, главенствующая роль в котором принадлежит системе измерений параметров режимов электроэнергетических объектов. Трансформаторы тока (ТТ) принадлежат к основному электрооборудованию электрических сетей и являются самыми массовыми и ответственными компонентами систем учета электроэнергии, систем диспетчерского управления, релейной защиты и автоматики. Именно они вносят определяющий вклад в образование погрешности передачи измерительной информации от контролируемой электрической сети к упомянутым системам. Совершенство конструкции, точная и надежная работа измерительных трансформаторов является залогом высокой эффективности функционирования электрических сетей и всей электроэнергетической отрасли в целом.

Подавляющее большинство эксплуатируемых в электрических сетях Украины ТТ — это морально устаревшие и физически изношенные средства измерения низких (0,5 и ниже) классов точности. Выпускаемые в настоящее время ТТ также имеют ряд существенных недостатков: значительную материалоемкость, большую потребность в энергоресурсах в процессе их производства, высокую стои-

мость и эксплуатационные расходы.

Применение аморфных и нанокристаллических магнитных материалов открывает новые возможности при построении измерительных ТТ с уникальными метрологическими характеристиками (МХ) и массогабаритными показателями. Эти материалы отличаются чрезвычайно высокой магнитной проницаемостью, низкими потерями на перемагничивание и вихревые токи, низким значением остаточной индукции и достаточно высоким значением индукции насыщения.

Высокая магнитная проницаемость таких магнитопроводов позволяет разрабатывать ТТ с одновитковой первичной обмоткой класса точности 0,2S и выше даже для небольших значений первичного тока. Это упрощает конструкцию ТТ, уменьшает материалоемкость трансформатора и его габаритные размеры. Это, в свою очередь, уменьшает паразитные параметры ТТ — его паразитную индуктивность и емкость, что улучшает частотные и динамические свойства трансформатора. Низкие магнитные потери также способствуют расширению частотного диапазона ТТ.

Низкое значение остаточной индукции в магнитопроводах из аморфных и нанокристаллических сплавов обеспечивает работу ТТ без существенного увеличения погрешностей после намаг-

ничивания трансформатора апериодической составляющей тока во время работы в переходном режиме. ТТ с сердечниками из электротехнической стали после такого воздействия могут десятками часов работать с повышенной погрешностью, значительно превышающей допустимые пределы. Точность ТТ на новых магнитных материалах возобновляется сразу после прекращения аварийного режима, обеспечивая высокую достоверность и надежность учета электроэнергии в послеварийном периоде.

В условиях широкого внедрения в электроэнергетику микропроцессорных измерительных устройств становится актуальной проблема защиты последних от сверхтоков, возникающих в аварийных режимах работы энергосистемы. Аварийные токи приводят к увеличению погрешностей измерительных приборов за счет перегрузки их входных цепей, снижают точность учета электроэнергии, а также могут привести к выходу из строя электронного оборудования, подключенного ко вторичным цепям ТТ. С целью предотвращения отмеченных явлений стандарт [3] предписывает устанавливать в качестве одного из основных параметров ТТ для измерений значение номинального коэффициента безопасности приборов, подключенных ко вторичной стороне ТТ ($K_{\text{Бном}}$). Последний определяется как отношение минимального значения первичного тока ТТ, при котором полная погрешность при номинальной вторичной нагрузке составляет не менее 10 %, к номинальному первичному току ТТ.

Традиционные измерительные ТТ с магнитопроводами из электротехнической стали проектировались исходя из условия обеспечения заданной точности с учетом ограничений на размеры магнитопровода, определяемых классом напряжения. Поэтому требования к номинальному коэффициенту безопасности приборов не выдвигались ввиду их невыполнимости. Величина коэффициента безопасности приборов у таких ТТ находилась на уровне 10—15 и выше, она считалась второстепенным параметром и определялась для уже рассчитанных размеров магнитопровода ТТ.

Новые магнитные материалы позволяют найти приемлемое решение и в этом случае. Индукция технического насыщения магнитопроводов из аморфных и нанокристаллических сплавов находится на уровне 1,1—1,2 Тл, а индукция точки перегиба, которая отвечает "колену" на характеристике намагничивания, находится на уровне 0,9—0,95 Тл, что позволяет создавать ТТ с низкими значениями величины номинального коэффициента безопасности приборов вплоть до величин 1,5—2,5. При этом, вторичный ток ТТ ограничивается на безопасном уровне за счет насыщения сердечника, а благодаря низкому значению намагничивающей силы высокая точность ТТ сохраняется практически до достижения первичным током величины тока безопасности.

Одновременное обеспечение заданного номинального коэффициента безопасности приборов и высокого класса точности измерительной обмотки ТТ возможно благодаря наличию в пределах одной марки аморфного или нанокристаллического материала, характеризуемого постоянной величиной индукции насыщения, магнитопроводов разных классов по магнитной проницаемости. Это позволяет рассчитать сечение магнитопровода по индукции насыщения, исходя из условия обеспечения заданного коэффициента безопасности, а заданный класс точности ТТ достигается за счет магнитной проницаемости, то есть использования магнитопровода той же марки и с тем же сечением, но высшего класса по магнитной проницаемости.

При построении математической модели ТТ с сердечником из новых аморфных или нанокристаллических магнитных материалов необходимо учитывать особенности магнитных характеристик последних. Одной из важных магнитных характеристик, используемых при расчете токовых и угловых погрешностей ТТ, является угол магнитных потерь. В аморфных и нанокристаллических магнитных материалах его определение затруднено из-за малой мощности магнитных потерь, по величине которых обычно определяют угол потерь [2]. Определение этого угла на низких частотах даже на образцах с небольшим объемом становится очень сложной задачей. В этом случае целесообразно определять угол потерь по схеме рис. 1 как угол между намагничивающим током (намагничивающей силой) в намагничивающей обмотке $w_{1Н}$ и напряжением на индукционной обмотке $w_{2И}$ (магнитным потоком) с учетом того, что напряжение и магнитный поток сдвинуты относительно друг друга на угол 90° .

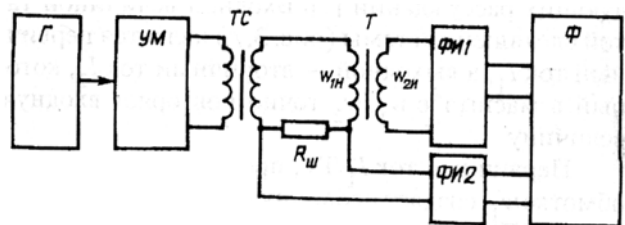


Рис. 1

Сигнал от генератора Г через усилитель мощности УМ и силовой трансформатор ТС поступает на намагничивающую обмотку $w_{1Н}$ исследуемого образца Т. Для устойчивой работы фазометра Ф в условиях искаженных форм напряженности и индукции магнитного поля в сердечнике напряжение с индукционной обмотки $w_{2И}$ и шунта $R_{ш}$ поступает на формирователи напряжения прямоугольной формы ФИ1 и ФИ2, фазы выходных напряжений которых соответствуют фазам первых гармоник напряжений, пропорциональных напряженности и индукции магнитного поля в исследу-

емом магнитопроводе.

Предложенный способ позволил исследовать зависимость угла магнитных потерь от индукции (рис. 2) на частоте 50 Гц в магнитопроводах малой массы из новых аморфных и нанокристаллических сплавов с низкими магнитными потерями. На рис. 2 показана такая зависимость для магнитопровода из сплава ММ-11Н.

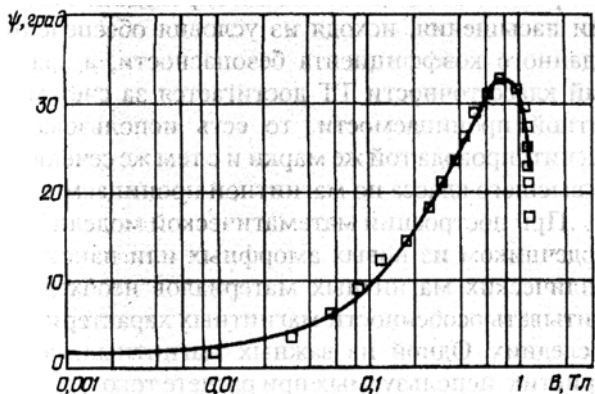


Рис. 2

Полученные зависимости были использованы при расчетах токовых и угловых погрешностей ТТ на новых магнитных материалах, а также для определения мощности и сопротивления потерь, используемых при построении математических моделей трансформаторов в виде структурных схем следящих систем. Это позволило более точно рассчитать параметры математических моделей и погрешности ТТ.

Структурная схема электромагнитного ТТ как следящей системы (системы автоматического регулирования) может быть построена исходя из следующих рассуждений [1]. Входной величиной такой следящей системы (рис. 3, а) является первичный ток I_1 , а выходной — вторичный ток I_2 , который в масштабе w_1/w_2 точно повторяет входную величину.

Первичный ток I_1 ТТ, протекая по первичной обмотке w_1 , создает первичную магнитодвижущую силу (МДС) $F_1 = I_1 \cdot w_1$. На структурной схеме это отображается звеном W1 с коэффициентом передачи w_1 , входной величиной которого является первичный ток I_1 , а выходной — МДС F_1 . Вторичный ток I_2 ТТ, который проходит по вторичной обмотке w_2 , создает вторичную МДС $F_2 = I_2 \cdot w_2$, что отображается на схеме звеном W8 с коэффициентом передачи w_2 . Первичная F_1 и вторичная F_2 МДС направлены навстречу друг другу в магнитопроводе трансформатора. Результирующая МДС, которая равняется разности между F_1 и F_2 , называется полной МДС намагничивания $F_0 = I_0 \cdot w_1$, где I_0 — ток намагничивания. Это отображается на схеме первым сумматором (узлом сравнения или вычитания). Под действием намагничивающей силы F_0 в сер-

дечнике ТТ создается напряженность магнитного поля $H_0 = I^{-1} \cdot F_0 = (I_0 \cdot w_1) / l$ (звено W2 с коэффициентом передачи $1/l$), где l — длина средней магнитной линии сердечника трансформатора. Напряженность магнитного поля H_0 создает в сердечнике ТТ индукцию (звено W3 с коэффициентом передачи μ), где μ — абсолютная магнитная проницаемость сердечника ТТ, и поток намагничивания $\Phi_0 = B \cdot S = (\mu \cdot S \cdot w_1 \cdot I_0) / l$ (звено W4 с коэффициентом передачи S), где S — площадь поперечного сечения сердечника ТТ. Поток намагничивания Φ_0 , пронизывая витки вторичной обмотки, создает потокосцепление $\Psi = \Phi_0 \cdot w_2$ (звено W5 с коэффициентом передачи w_2). Во вторичной обмотке w_2 возникает электродвижущая сила $E_2 = -\frac{d}{dt} \cdot \Psi = -p \cdot w_2 \cdot \Phi_0$ (звено W6, которое отображает оператор дифференцирования, то есть дифференцирующее звено), где p — оператор Лапласа. Напряжение E_2 вызывает во вторичной обмотке w_2 ТТ вторичный ток I_2 , который состоит из суммы токов: тока $I_H = E_2 \cdot Z_H^{-1}$ в нагрузке Z_H и тока $I_C = E_2 \cdot pC_2$ — в собственной емкости вторичной обмотки w_2 . На структурной схеме это показано соответствующим звеном W7 с коэффициентом передачи $1/Z_H$, звеном W10 с коэффициентом передачи pC_2 и соответствующим сумматором. Ток I_2 создает на полном сопротивлении вторичной обмотки $Z_{w2} = r_2 + pL_{S2}$, где r_2 — внутреннее сопротивление вторичной обмотки, а L_{S2} — ее индуктивность рассеивания, падение напряжения, которое уменьшает прикладываемое к Z_H и C_2 напряжение. На структурной схеме это показано звеном W9 и соответствующим сумматором, которые создают местную отрицательную обратную связь, уменьшая напряжение E_2 . В сопротивлении потерь

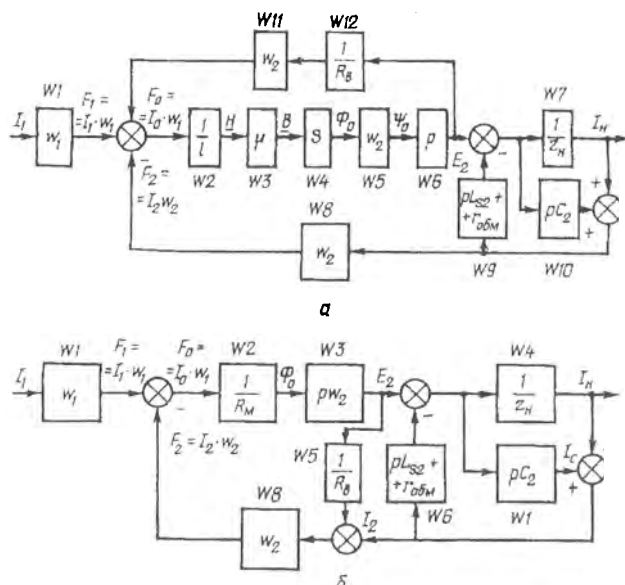


Рис. 3

R_B под действием напряжения E_2 протекает ток I_B , который увеличивает погрешность ТТ. На структурной схеме этому отвечают звенья W11, W12 и первый сумматор.

Таким образом, исходя из общих рассуждений, построена структурная схема (рис. 3, а) электромагнитного ТТ как следящая система с учетом паразитных параметров вторичной обмотки и сопротивления потерь сердечника. Пользуясь правилами упрощения структурных схем, преобразуем ее к более удобному виду (рис. 3, б). На схеме R_M — магнитное сопротивление сердечника ТТ. В случае кольцевого магнитопровода $R_M = l / (\mu \cdot S)$.

По структурной схеме (рис. 3, б), используя правило Мейсона, получим передаточную функцию ТТ, которая после преобразований будет иметь вид

$$W_{ТТ}(p) = \frac{I_n}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{b_0 p}{a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3} \quad (1)$$

где

$$a_0 = \frac{L_{S2} L_0 C_2}{R_B}; \quad a_1 = L_0 C_2 + \frac{L_{S2} L_0}{R_B Z_H} + L_{S2} C_2 + \frac{L_0}{R_B} \cdot C_2 r_2;$$

$$a_2 = \frac{L_0}{Z_H} + \frac{L_0}{R_B} + C_2 r_2 + \frac{L_{S2}}{Z_H} + \frac{L_0}{R_B} \cdot \frac{r_2}{Z_H}; \quad a_3 = 1 + \frac{r_2}{Z_H};$$

$$b_0 = L_0 / Z_H; \quad L_0 = (\mu \cdot S \cdot w_2^2) / l$$

Для диапазона частот, в котором можно пренебречь емкостью вторичной обмотки трансформатора, передаточная функция (1) упрощается

$$W_{ТТ}(p) = \frac{I_n}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{b_0 p}{a_1 p^2 + a_2 p + a_3} \quad (2)$$

где изменились только коэффициенты

$$a_1 = \frac{L_0 L_{S2}}{Z_H R_B} \quad \text{и} \quad a_2 = \frac{L_0}{Z_H R_B} (R_B + Z_H + r_2 + \frac{L_{S2}}{L_0} R_B)$$

Если вторичная нагрузка трансформатора имеет индуктивный характер, то передаточная функция ТТ будет иметь вид

$$W_{ТТ}(p) = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{p T_2}{p^2 T_B T_\Sigma + p [T_2 (1+k) + T_\Sigma] + 1} \quad (3)$$

$$\text{где } T_2 = \frac{L_0}{R_H + r_2}; \quad T_\Sigma = \frac{L_H + L_{S2}}{R_H + r_2}; \quad T_B = \frac{L_0}{R_B}; \quad k = \frac{R_H + r_2}{R_B}$$

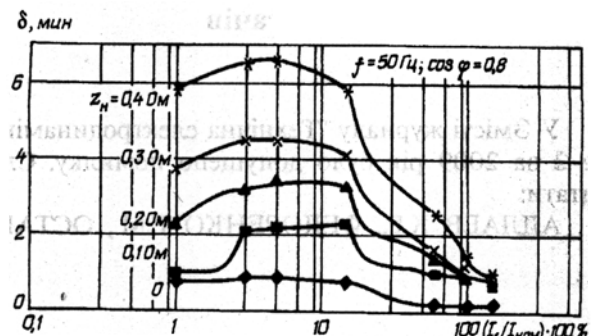
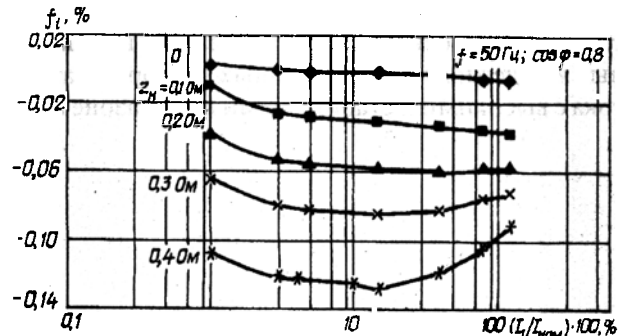
Таким образом, получена передаточная функция ТТ, которая учитывает сопротивление потерь в магнитопроводе трансформатора. В эту функцию входят линейные T_Σ и нелинейные (T_2 и T_B) посто-

янные времени, нелинейность которых определяется нелинейностью индуктивности намагничивания L_0 сердечника трансформатора и нелинейным сопротивлением потерь R_B . Это сопротивление может быть найдено по известному углу потерь ψ следующим образом:

$$R_B = \frac{2\pi f}{\text{tg}\psi} \cdot \mu_0 \mu_a \cdot \frac{\eta S}{l} \cdot w_2^2, \quad (4)$$

где f — частота первичного тока; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; μ_a и η — относительная магнитная проницаемость и коэффициент заполнения сечения сердечника ТТ материалом.

На основе проведенных исследований разработана методика расчета конструктивных параметров электромагнитной системы ТТ, которая позволяет проектировать измерительные трансформаторы с заданным номинальным коэффициентом безопасности приборов и заданным высоким классом точности. По этой методике были рассчитаны и изготовлены экспериментальные образцы ТТ на номинальные токи 300 и 1000 А с номинальным коэффициентом безопасности приборов 2,5 и 1,5 соответственно. Комплекс исследований и испытаний изготовленных экспериментальных образцов ТТ подтвердил их высокие метрологические характеристики и адекватность использованных математических моделей и методик расчета. На рис. 4 и рис. 5 показаны зависимости токовой и угловой



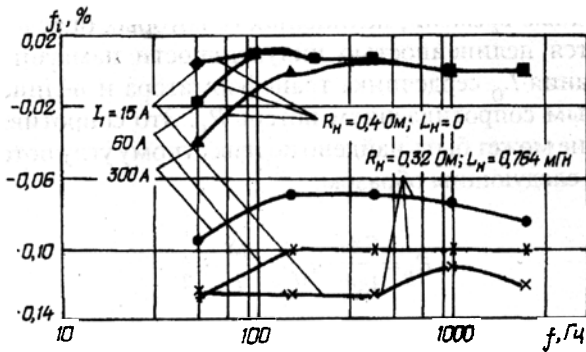


Рис. 6

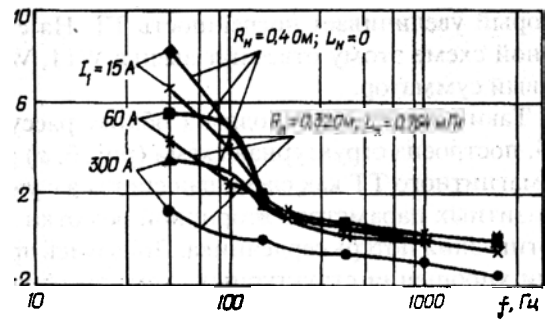


Рис. 7

погрешностей ТТ 300/5 А для разных значений нагрузки при $\cos\varphi = 0,8$ (номинальная мощность нагрузки $S_{2\text{ном}} = 10 \text{ VA}$) от величины первичного тока. Рис. 6 и рис. 7 демонстрируют зависимости токовой и угловой погрешностей этого же трансформатора от частоты первичного тока для разных значений тока и нагрузки.

Выводы. Применение аморфных и нанокристаллических магнитных материалов в ТТ уменьшает их погрешности, расширяет частотный диапазон измерений тока, повышает стабильность МХ в частотном и временном диапазонах и, таким образом, повышает точность, надежность и достоверность получаемой от ТТ информации.

Предложенные математическая модель и методика расчета конструктивных параметров электромагнитной системы ТТ составляют научно-техническую основу проектирования высокоточных и надежных измерительных преобразователей тока с высокими и стабильными в диапазоне изме-

рения и во времени метрологических характеристиками, полностью отвечающих требованиям международных стандартов. Это позволит значительно повысить конкурентоспособность украинских разработок и увеличить их экспортный потенциал.

1. Варський Г.М. Вимірвальні перетворювачі струму з електронною компенсацією похибки для електроенергетики та електротехнологічних установок / Дис... канд. техн. наук: 05.14.02. — Київ, 2007. — 189 с.

2. Кифер И.И. Испытания ферромагнитных материалов. — М.: Энергия, 1969. — 360 с.

3. ДСТУ ГОСТ 7746-2003 (ГОСТ 7746-2001, IDT). Трансформатори струму. Загальні техн. умови. / Надано чинності з 01.07.2003. — Київ.: Держспоживстандарт України, 2003. — 30с.

Надійшла 16.01.2009

До уваги читачів

У Змісті журналу "Технічна електродинаміка" № 2 за 2009 рік було допущено помилку. Слід читати:

АЛЛАЕВ К.Р., ФЕДОРЕНКО Г.М., ОСТАП-

ЧУК Л.Б. "Асинхронные турбогенераторы в электроэнергетических системах".

Редакция приносит свои вибачення авторам статті.

УДК 621.365.51:537.8

Ю.М.ГОРИСЛАВЕЦ, докт.техн.наук, А.И.ГЛУХЕНЬКИЙ, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

Электродинамические параметры системы вращательного движения жидкого металла индукционной канальной печи

Для индукционной плавильной печи, оснащенной системой электромагнитного вращения жидкого металла в каналах, разработана математическая модель для численного расчета магнитогидродинамических процессов. В результате решения связанной цепи-полевой задачи расчета электромагнитного поля совместно с уравнениями гидродинамики определены удельный электромагнитный момент и усредненная по поперечному сечению цилиндрического канала угловая скорость жидкого металла в зависимости от питающего напряжения.

Для індукційної плавильної печі, яка оснащена системою електромагнітного обертання рідкого металу в каналах, розроблено математичну модель для чисельного розрахунку магнітогідродинамічних процесів. В результаті розв'язання зв'язаної коло-польової задачі розрахунку електромагнітного поля спільно з рівняннями гідродинаміки визначено питомий електромагнітний момент і усереднену по поперечному перерізу каналу кутову швидкість рідкого металу в залежності від живлячої напруги.

Введение. Индукционные канальные печи широко используются для плавки как цветных, так и черных металлов. Такие печи питаются напряжением промышленной частоты, не требуя специальных источников питания, и имеют достаточно высокий КПД. Известны конструктивные решения индукционных канальных печей, в которых электромагнитными средствами создают вращательное движение жидкого металла в каналах. Наличие такого движения позволяет решить ряд технологических задач, как-то: интенсифицировать теплообмен между индукционными каналами и ванной печи, снизить "зарастание" стенок каналов окислами, реализовать непосредственно в печи очистку (рафинирование) расплава от газа и неметаллических включений.

В работе [2] выполнено компьютерное моделирование электромагнитных и гидродинамических процессов в индукционной печи с вращательным движением металла в каналах. Расчет электромагнитного поля в этом случае осуществлялся при заданных токах в электромагнитной системе печи. В результате проведенного моделирования были определены электродинамические параметры системы электромагнитного вращения металла печи, в качестве которых выступали удельный (на единицу длины канала) электромагнитный момент и усредненная по поперечному сечению канала угловая скорость жидкого металла. Получены зависи-

мости этих величин от тока в дополнительных катушках, обеспечивающих совместно с индуктором вращательное движение металла в каналах.

Целью данной работы является установление зависимостей указанных электродинамических параметров от питающего напряжения в магнитогидродинамической постановке с учетом системы электропитания печи. Такой подход требует решения связанной цепи-полевой задачи расчета электромагнитного поля печи совместно с гидродинамической задачей движения жидкого металла.

Конструкция печи и ее система питания. На рис. 1 дано эскизное изображение индукционной канальной печи с вращательным движением жидкого металла (точнее, так называемой индукционной единицы, которая стыкуется с ванной печи). Она состоит из электромагнитной системы и канальной части. Электромагнитная система в составе индуктора 1, замкнутого магнитопровода 2 и дополнительной двухсекционной катушки 3, секции которой соединены между собой встречно, служит для наведения тока в жидком металле канальной части и приведения его во вращательное движение. Канальная часть печи, представляющая собой короткозамкнутый виток жидкого металла, состоит из двух цилиндрических каналов 4 и 5, соединенных между собой каналами 6 и 7. Поскольку магнитные поля индуктора (поле рассеяния) и дополнительной катушки в области цилиндричес-

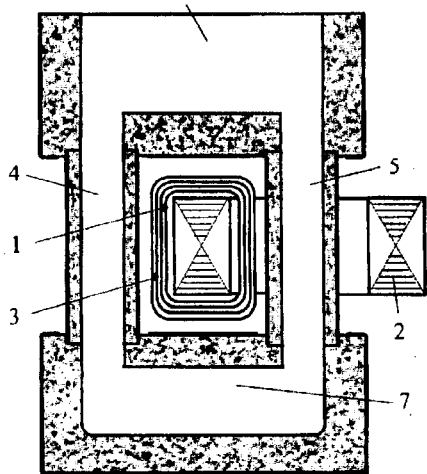


Рис. 1

ких каналов пространственно сдвинуты на 90 град., то при питании их электрическими токами, имеющими взаимный фазовый сдвиг, в цилиндрических каналах печи создается вращательный электромагнитный момент. Для получения максимального момента этот сдвиг должен составлять $\psi = \angle I$; $I_i = 90$ эл.град. Более подробно конструкция и принцип действия индукционной печи с вращательным движением жидкого металла описаны в работах [2,3].

Электрическая схема питания такой печи показана на рис. 2. На ней обозначено: Z_i — полное сопротивление индуктора, точнее системы "индуктор-жидкометаллический виток", Z_k — полное сопротивление дополнительной катушки (системы "дополнительная катушка-жидкометаллический виток") и z_c — сопротивление конденсаторной батареи. Конденсаторная батарея в этой схеме компенсирует реактивную мощность печи и одновременно обеспечивает необходимый фазовый сдвиг между токами (магнитными полями) индуктора I_i и дополнительной катушки I . Представленная на этом рисунке принципиальная схема по своей структуре аналогична схеме питания устройства рафинирования жидких металлов, описанного в работе [4].

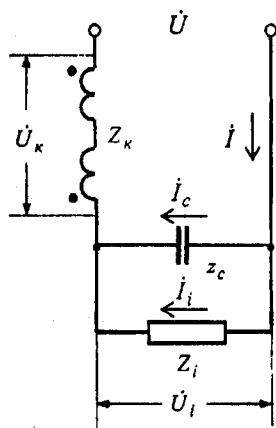


Рис. 2

Математическая модель печи с вращательным движением металла. Математическая модель магнитогидродинамических процессов в индукционной канальной печи с системой электромагнитного вращения жидкого металла включает в себя связанную цепи-полевую задачу расчета электромагнитного поля и уравнения гидродинамики, которые решаются совместно. В соответствии с моделью расчет поля производится в квазитрехмерной постановке при заданном напряжении с учетом системы электропитания печи. Гидродинамическая задача сформулирована в двумерной постановке для поперечных сечений цилиндрических каналов печи.

Квазитрехмерная постановка электромагнитной задачи для данного устройства означает, что поле печи рассматривается в плоскости, проходящей поперек цилиндрических каналов, а соединительные каналы учитываются путем включения в уравнение баланса напряжений для жидкометаллического витка полных их сопротивлений, которые определяют на основе решения дополнительных двумерных полевых задач (в плоскости, проходящей поперек соединительных каналов).

При разработке модели для расчета электромагнитного поля приняты следующие допущения: магнитная проницаемость ферромагнитного магнитопровода считается заданной, т.е. независимой от напряженности магнитного поля; плотности тока в индукторе и дополнительной катушке распределены равномерно по поперечным сечениям катушек; из рассмотрения исключены конструктивные электропроводные элементы печи (металлические каркасы цилиндрических и соединительных каналов).

На рис. 3 показана расчетная область печи. Она содержит подобласти цилиндрических каналов Ω_1 и Ω_2 , индуктора Ω_3 и Ω_4 , дополнительной катушки Ω_5 , Ω_6 , Ω_7 и Ω_8 , магнитопровода Ω_9 , а также подобласти с неэлектропроводной средой Ω_{10} и Ω_{11} , включающие в себя футеровку стенок каналов и окружающее пространство.

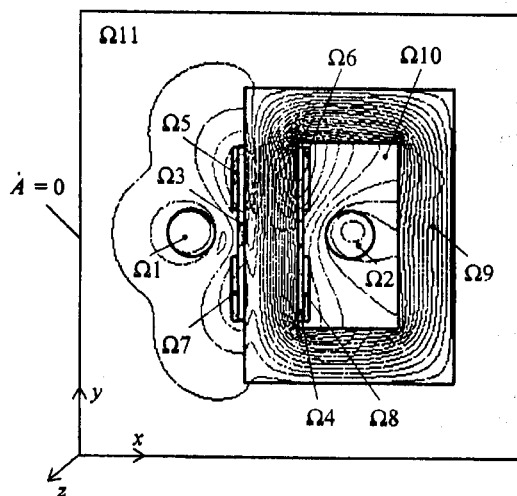


Рис. 3

Электромагнитное поле в такой системе в случае питания печи от источника переменного напряжения по схеме рис. 2 с учетом скорости движения жидкого металла $\vec{u} = \{u_x; u_y\}$ можно описать системой интегро-дифференциальных уравнений, состоящей из уравнений для векторного магнитного потенциала \vec{A}_z (далее \vec{A}), уравнений баланса напряжений и уравнения баланса токов, относительно следующих неизвестных: потенциала \vec{A} , токов в индукторе I_i , дополнительной катушке I и жидкометаллическом витке I_B , а также напряжений на индукторе \dot{U}_i и дополнительной катушке \dot{U}_K .

Уравнения для векторного потенциала:

$$\begin{aligned} \mu_0^{-1} \text{rot rot } \vec{A} + j\omega\alpha\vec{A} - \sigma(\vec{u} \times \text{rot } \vec{A}) = \\ = -\dot{I}_B / S_{\text{цк}} + j\omega\alpha\vec{A}1 - \dot{J}_u 1 \quad \text{— в области } \Omega 1; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \mu_0^{-1} \text{rot rot } \vec{A} + j\omega\alpha\vec{A} - \sigma(\vec{u} \times \text{rot } \vec{A}) = \\ = \dot{I}_B / S_{\text{цк}} + j\omega\alpha\vec{A}2 - \dot{J}_u 2 \quad \text{— в области } \Omega 2; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\mu_0^{-1} \text{rot rot } \vec{A} = \begin{cases} +\dot{I}_i w_i / S_i & \text{— в области } \Omega 3, \\ -\dot{I}_i w_i / S_i & \text{— в области } \Omega 4; \end{cases} \quad (3)$$

$$\mu_0^{-1} \text{rot rot } \vec{A} = \begin{cases} +\dot{I}_K w_K / S_K & \text{— в областях } \Omega 6 \text{ и } \Omega 7, \\ -\dot{I}_K w_K / S_K & \text{— в областях } \Omega 5 \text{ и } \Omega 8; \end{cases} \quad (4)$$

$$\mu_0^{-1} \mu_{Fe}^{-1} \text{rot rot } \vec{A} = 0 \quad \text{— в области } \Omega 9; \quad (5)$$

$$\mu_0^{-1} \text{rot rot } \vec{A} = 0 \quad \text{— в областях } \Omega 10 \text{ и } \Omega 11. \quad (6)$$

Уравнения баланса напряжений:

— для индуктора

$$\dot{U}_i = \dot{I}_i (r_i + jx_{iл}) + j\omega w_i l (\dot{A}3 - \dot{A}4); \quad (7)$$

— для дополнительной катушки

$$\dot{U}_K = 2\dot{I}_K (r_K + jx_{Kл}) + j\omega w_K l (-\dot{A}5 + \dot{A}6 + \dot{A}7 - \dot{A}8); \quad (8)$$

— для жидкометаллического витка

$$0 = \dot{I}_B (2r_{\text{цк}} + z_{\text{цк}}) - j\omega l (\dot{A}1 - \dot{A}2) + \sigma^{-1} l (\dot{J}_u 1 - \dot{J}_u 2); \quad (9)$$

— для печи в целом

$$\dot{U} = \dot{U}_i + \dot{U}_K. \quad (10)$$

Уравнение баланса токов:

$$\dot{I} = \dot{I}_i + \dot{U}_i / z_c. \quad (11)$$

В этих уравнениях $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\dot{A}n = S_{\Omega n}^{-1} \int \dot{A} ds$ — среднее значение векторного магнитного потенциала в n -ой подобласти ($n = 1, \dots, 8$), $\dot{J}_u n = \sigma S_{\Omega n}^{-1} \int (\vec{u} \times \text{rot } \vec{A}) ds = \sigma S_{\Omega n}^{-1} \int (u_x \dot{B}_y - u_y \dot{B}_x) ds$ — среднее значение плотности тока, обусловленного движением жидкого металла, в n -ой подобласти ($n = 1, 2$), $\vec{B} = \{B_x; B_y\}$ — индукция магнитного поля, μ_{Fe} — относительная магнитная проницаемость магнитопровода, σ — удельная электропроводность жидкого металла, ω — угловая частота, w_i и w_K — числа витков индуктора и одной секции дополнительной катушки, S_i и S_K — поперечные сечения индуктора и секции дополнительной катушки, $r_i = k_{ri} l_{wi} w_i / (\sigma_{Cu} S_{Cui})$ и $r_K = k_{rK} l_{wK} w_K / (\sigma_{Cu} S_{Cuk})$ — активные сопротивления индуктора и секции катушки (σ_{Cu} — удельная электропроводность меди, k_{ri} и k_{rK} — коэффициенты увеличения сопротивления на переменном токе, l_{wi} и l_{wK} — средние длины витков, S_{Cui} и S_{Cuk} — сечения меди одного витка соответствующих катушек), $x_{iл}$ и $x_{Kл}$ — реактивности лобового (торцевого) рассеяния индуктора и секции дополнительной катушки [5], $r_{\text{цк}} = l / (\sigma S_{\text{цк}})$ — сопротивление цилиндрического канала постоянному току ($S_{\text{цк}}$ — поперечное сечение канала), l — расчетная длина (по оси z) системы, $z_{\text{цк}}$ — полное сопротивление обоих соединительных каналов (рассчитывается в соответствии с [3]).

Пояснения относительно вида приведенных уравнений (1, 2 и 9) даны в Приложении.

Решая совместно уравнения (7)–(11) относительно неизвестных токов I_B, I_i, I и подставляя их значения в уравнения (1)–(4), получим выражения для правых частей этих уравнений, имеющих размерность плотности тока:

$$\dot{J}1 = \frac{(r_{\text{цк}} + z_{\text{цк}}) (j\omega\alpha\vec{A}1 - \dot{J}_u 1) + r_{\text{цк}} (j\omega\alpha\vec{A}2 - \dot{J}_u 2)}{2r_{\text{цк}} + z_{\text{цк}}}; \quad (12)$$

$$\dot{J}2 = \frac{r_{\text{цк}} (j\omega\alpha\vec{A}1 - \dot{J}_u 1) + (r_{\text{цк}} + z_{\text{цк}}) (j\omega\alpha\vec{A}2 - \dot{J}_u 2)}{2r_{\text{цк}} + z_{\text{цк}}}; \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{J}3 = \pm [\dot{U}_i w_i z_c - j\omega w_i^2 l (2r_K + 2jx_{Kл} + z_c) (\dot{A}3 - \dot{A}4) - \\ - j\omega w_i w_K l z_c (-\dot{A}5 + \dot{A}6 + \dot{A}7 - \dot{A}8)] \times \left\{ S_i [2(r_i + \right. \\ \left. + jx_{iл}) (r_K + jx_{Kл}) + z_c (r_i + jx_{iл}) + 2z_c (r_K + jx_{Kл})] \right\}^{-1}; \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 J_4 = & \pm \left[\dot{U} w_k (r_i + jx_{il} + z_c) - j\omega w_i w_k l z_c (A_3 - A_4) - \right. \\
 & \left. - j\omega w_k^2 l (r_i + jx_{il} + z_c) (-A_5 + A_6 + A_7 - A_8) \right] \times \\
 & \times \left\{ S_k \left[2 (r_i + jx_{il}) (r_k + jx_{kl}) + z_c (r_i + jx_{il}) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + 2z_c (r_k + jx_{kl}) \right] \right\}^{-1}. \quad (15)
 \end{aligned}$$

В качестве граничных условий для данной задачи задавалось условие магнитной изоляции на внешних границах расчетной области ($A=0$).

Решение уравнений (1)–(6) с учетом выражений (12)–(15) позволяет получить распределение электромагнитного поля (индукции магнитного поля \vec{B} , результирующей плотности тока J и др.) в цилиндрических каналах печи (в областях Ω_1 и Ω_2), что дает возможность рассчитать электромагнитные силы, которые возникают в жидком металле,

$$\vec{f} = 0,5 \operatorname{Re} (\vec{J} \times \vec{B}^*), \quad (16)$$

где \vec{B}^* — сопряженный комплекс индукции магнитного поля.

Для определения скорости жидкого металла решались уравнения гидродинамики в виде уравнений Навье–Стокса для турбулентного течения с k - ϵ моделью турбулентности [7]:

$$\rho (\vec{u} \cdot \nabla) \vec{u} = -\nabla p + \rho \nabla \cdot \left[(\nu + \nu_T) \nabla \vec{u} \right] + \vec{f}; \quad (17)$$

$$\nabla \cdot \vec{u} = 0, \quad (18)$$

где ρ — плотность жидкого металла, p — давление, ν и ν_T — коэффициенты кинематической и турбулентной вязкостей металла соответственно.

Гидродинамическая задача рассматривалась для областей Ω_1 и Ω_2 (рис. 3), то есть рассчитывалась скорость жидкого металла в поперечных сечениях неохваченного и охваченного магнитопроводом цилиндрических каналов печи. Граничное условие на стенках каналов при этом задавалось в виде логарифмического профиля скорости для пограничного слоя.

Результаты моделирования. Численный расчет электромагнитной задачи (уравнения (1)–(6)) и гидродинамической задачи (уравнения (17)–(18)) выполнялся совместно в магнитогидродинамической постановке с использованием программного пакета мультифизического моделирования Femlab [6].

Расчет проводился при следующих исходных данных: жидкий металл — алюминий ($\sigma = 4,46 \cdot 10^6 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, $\rho = 2,4 \cdot 10^3 \text{ кг} \cdot \text{м}^{-3}$, $\nu = 10^{-6} \text{ м}^2 \cdot \text{с}^{-1}$), $\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ с}^{-1}$, диаметр цилиндрических каналов — 0,19 м, расчетная длина системы l принята равной

длине цилиндрического канала ($l = 1,125 \text{ м}$), число витков индуктора $w_i = 32$, число витков одной секции дополнительной катушки $w_k = 40$, сопротивление конденсаторной батареи $z_c = -j0,4 \text{ Ом}$ ($C = 7960 \text{ мкФ}$).

Полное суммарное сопротивление обоих соединительных каналов (длиной по 0,46 м), полученное в результате решения дополнительных полевых задач в соответствии с работой [3], для этой печи составило $z_{\text{СК}} = (0,35 + j1,25) \cdot 10^{-4} \text{ Ом}$. С целью упрощения расчетов пренебрегали лобовыми (торцевыми) рассеяниями катушек, т.е. полагалось $x_{il} = x_{kl} = 0$, а коэффициенты активного сопротивления индуктора и дополнительной катушки принимались равными $k_{ri} = k_{rk} = 1,2$.

На рис. 3 показано распределение электромагнитного поля в расчетной области печи в виде изолиний абсолютных значений векторного магнитного потенциала. Принятая в расчетах величина емкости конденсаторной батареи позволила обеспечить фазовый угол $\psi = \angle I$; $I_i = 89 \text{ эл.град}$. При этом коэффициент мощности печи вместе с батареей составил 0,89.

Оценка эффективности системы электромагнитного вращения жидкого металла печи может быть проведена с помощью введенных в работе [2] электродинамических параметров: удельного (на 1 м длины канала) электромагнитного момента

$$M = \int_{S_{\text{цк}}} r \cdot f_{\varphi} ds \quad (20)$$

и усредненной по поперечному сечению канала угловой скорости жидкого металла

$$\Omega = \frac{1}{S_{\text{цк}}} \int_{S_{\text{цк}}} \frac{u_{\varphi}}{r} ds, \quad (21)$$

где r — текущий радиус цилиндрического канала, f_{φ} и u_{φ} — φ -компоненты (относительно осей цилиндрических каналов) электромагнитных сил и скорости жидкого металла соответственно.

На рис. 4 и 5 показаны расчетные зависимости удельного электромагнитного момента M и угловой скорости Ω от питающего напряжения. Кривые, обозначенные на этих рисунках цифрой 1, относятся к неохваченному магнитопроводом (левому на рис. 1) цилиндрическому каналу, а цифрой 2 — к охваченному. Пунктирные кривые здесь соответствуют случаю, когда расчет электромагнитного поля производился без учета скорости жидкого металла, т.е. в уравнениях (1), (2) и (9) принималось $\vec{u} = 0$.

Анализируя полученные зависимости, можно отметить, что электромагнитный момент и угловая скорость вращения металла в охваченном маг-

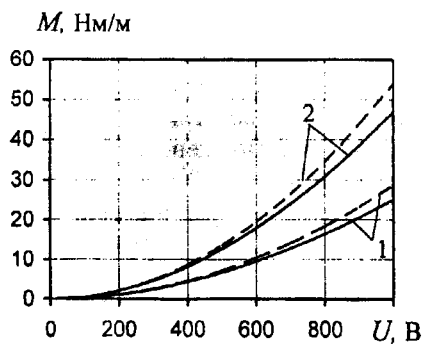


Рис. 4

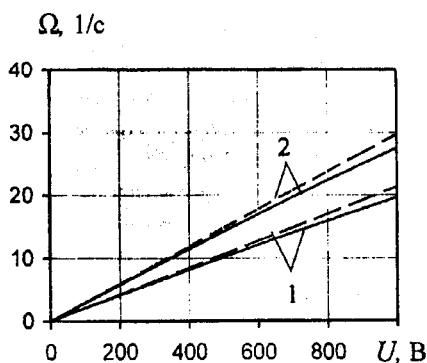


Рис. 5

нитопроводом цилиндрическом канале выше, чем в неохваченном. Получить одинаковые по величине значения этих параметров в обоих каналах можно при Ш-образной форме магнитопровода (броневом сердечнике). В этом случае оба цилиндрических канала будут охвачены ферромагнитным сердечником и, естественно, будут находиться в одинаковых в электромагнитном отношении условиях.

Учет индуцированных за счет движения жидкого металла электрических токов уменьшает электромагнитный момент примерно на 15%, а угловую скорость — на 8%. Таким образом, влияние скорости движения жидкого металла на электродинамические параметры в данном случае невелико и в первом приближении их расчет можно выполнять без учета индуцированных за счет движения металла токов.

Зависимости угловой скорости жидкого металла от напряжения, рассчитанные без учета указанных выше токов, для обоих каналов имеют линейный характер (пунктирные кривые на рис. 5).

Заключение. Для индукционной канальной печи, оснащенной системой вращательного движения жидкого металла, разработана математическая модель для описания электромагнитных и гидродинамических процессов, которая представляет собой связанную цепи-полевую квазитрехмерную задачу расчета электромагнитного поля, решаемую совместно с гидродинамической задачей движения жидкого металла для турбулентного течения. Модель позволяет в магнитогидродинамической по-

становке получить распределение электромагнитного поля и определить течение металла в каналах печи с учетом системы ее электропитания.

Определены и проанализированы зависимости электродинамических параметров системы вращения печи, в качестве которых приняты удельный электромагнитный момент и угловая скорость жидкого металла в каналах, от питающего напряжения. Оценен вклад в эти параметры индуцированных за счет движения металла электрических токов.

Приложение. Вывод уравнений (1) и (2). Уравнения (1) и (2) описывают квазистационарное электромагнитное поле в цилиндрических каналах печи, представляющих собой массивные жидкометаллические прямолинейные проводники с продольным током, с учетом поперечного движения жидкого металла в них. Напряженность результирующего электрического поля в такой электропроводной подвижной среде будет

$$\vec{E}^* = -\nabla\phi - j\omega\vec{A} + \vec{u} \times \text{rot}\vec{A}, \quad (22)$$

где ϕ — электрический потенциал. В квазистационарном приближении (ток смещения равен нулю), исходя из первого закона Максвелла $\mu_0^{-1} \text{rot}\vec{B} = \vec{J}$, материального уравнения $\vec{J} = \sigma\vec{E}^*$, соотношений $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$ и (22), получим уравнение электромагнитного поля для этой среды, которое имеет вид

$$\mu_0^{-1} \text{rot}\text{rot}\vec{A} + j\omega\sigma\vec{A} - \sigma(\vec{u} \times \text{rot}\vec{A}) = -\sigma\nabla\phi. \quad (23)$$

При двухмерном представлении проводника с током I , когда ток направлен по оси z , $\vec{A} = \{0; 0; A\}$, $\vec{J} = \{0; 0; J\}$, $\vec{E} = \{0; 0; E\}$, $\vec{B} = \{B_x; B_y; 0\}$, $\vec{u} = \{u_x; u_y; 0\}$, а $\nabla\phi$ имеет только z -компоненту и является постоянной величиной в поперечном сечении проводника. Для этого случая уравнение (23) может быть приведено к виду, когда источником электромагнитного поля в проводнике является проходящий по нему электрический ток.

Проинтегрируем по поперечному сечению S такого проводника выражение для плотности тока

$$\vec{i} = \int_S \vec{J} ds = -\sigma \int_S (\nabla\phi + j\omega\vec{A} - \vec{u} \times \text{rot}\vec{A}) ds. \quad (24)$$

Учитывая, что $\nabla\phi = \text{const}$ по сечению проводника, получим

$$-\sigma\nabla\phi = \frac{\vec{i}}{S} + \frac{j\omega\sigma}{S} \int_S \vec{A} ds - \frac{\sigma}{S} \int_S (\vec{u} \times \text{rot}\vec{A}) ds. \quad (25)$$

Подставив это выражение в правую часть урав-

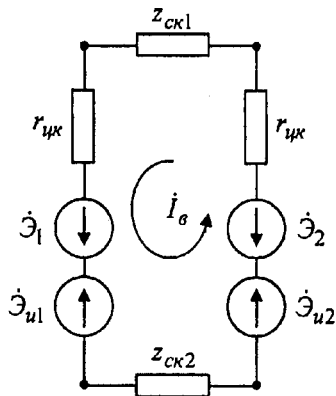


Рис. 6

нения (23) и заменив S на $S_{цк}$, а \dot{I} на $\mp \dot{I}_\sigma$, получим уравнения (1) и (2).

Получение уравнения (9). Канальная часть печи представляет собой короткозамкнутый виток жидкого металла, состоящий из четырех каналов (двух цилиндрических и двух соединительных). По аналогии с [5] такой виток можно представить в виде схемы замещения, показанной на рис. 6. Здесь $r_{цк}$ — омическое сопротивление цилиндрического канала, $z_{ск1}$ и $z_{ск2}$ — полные сопротивления соединительных каналов ($z_{ск} = z_{ск1} + z_{ск2}$), $\dot{\mathcal{E}}_1 = -j\omega l S_{цк}^{-1} \int_{\Omega 1} \dot{A} ds$ и $\dot{\mathcal{E}}_2 = -j\omega l S_{цк}^{-1} \int_{\Omega 2} \dot{A} ds$ — ЭДС электромагнитной индукции (само- и взаимои- ндукции), а $\dot{\mathcal{E}}_{u1} = l S_{цк}^{-1} \int_{\Omega 1} (\vec{u} \times \text{rot} \dot{A}) ds$ и

$\dot{\mathcal{E}}_{u2} = l S_{цк}^{-1} \int_{\Omega 2} (\vec{u} \times \text{rot} \dot{A}) ds$ — ЭДС движения, наводимые в цилиндрических каналах печи.

Составив в соответствии со вторым законом Кирхгофа баланс напряжений для такой цепи, получим уравнение (9).

Следует отметить, что при $\vec{u} = 0$ уравнения (1), (2) и (9) превращаются в уравнения, которые использовались нами ранее в работах [1,3,4].

1. Глухенький А.И., Гориславец Ю.М. Расчетное исследование системы "индуктор-массивный виток-электромагнит" для устройств дозирования жидкого металла // Техн. электродинамика. — 2006. — №1. — С. 11–18.

2. Гориславец Ю.М. Компьютерне моделювання індукційної каналної печі з обертовим рухом рідкого металу // Техн. электродинамика. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". Ч.6. — 2008. — С. 92–95.

3. Гориславец Ю.М. Математичне моделювання електромагнітних процесів в індукційних каналних печах // Вісн. нац. ун-ту "Львівська політехніка". — 2007. — №597. — С. 61–65.

4. Гориславец Ю.М. Электромагнитное поле и параметры устройства непрерывного рафинирования жидкого металла // Техн. электродинамика. — 2008. — №4. — С. 69–74.

5. Попов П.Г., Шумилов Ю.А. Анализ электромагнитных устройств с индуктивными связями методом конечных элементов // Электричество. — 1978. — №11. — С. 43–48.

6. FEMLAB User's Guide and Introduction. — FEMLAB 2.3. — COMSOL, Inc., 1994–2002. — 436 p.

7. Wilcox D.C. Turbulence Modeling for CFD // DCW Industries Inc. — 1998.

Надійшла 14.07.2008

УДК 681.586.772

А.С.ЛЕВИЦКИЙ, канд.техн.наук, А.И.НОВИК, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), С.И.КОЧЕТКОВ (УкрІТРИ, Киев)

Емкостные ячейки для измерения диэлектрических характеристик горных пород

Предложены емкостные ячейки для измерения диэлектрических характеристик твердых горных пород и минерал

Запропоновано ємнісні комірки для вимірювання діелектричних характеристик твердих гірських порід та матеріалів.

Измерение диэлектрических характеристик горных пород как особого рода диэлектрических материалов является одной из задач петрофизики — составной части геофизики, наиболее тесно связанной с физикой веществ [7]. Минералы и горные породы в зависимости от состава, структуры, состояния (влажности, температуры) и условий измерения (в частности, частоты тока) могут характеризоваться значениями диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла потерь $\text{tg}\delta$, изменяющимися соответственно от 2,5 до $5 \cdot 10^5$ и от $5 \cdot 10^{-4}$ до 1.

Лабораторное измерение величины ϵ и $\text{tg}\delta$ минералов и пород необходимо для решения следующих задач: 1) выяснения процессов, происходящих в минералах и породах, находящихся в электрических полях; 2) установления связи этих величин с молекулярной и ионной структурой минералов; степенью их чистоты; составом, структурой и текстурой твердой фазы минералов и пород; природой и содержанием порозаполнителя пород; взаимодействием фаз; частотой электрического тока, температурой и давлением; 3) контроля за изменением структуры минералов и пород под действием температуры и давления; 4) наблюдения за динамикой влажности, нефте- и газонасыщенности минералов, почв, пород, полезных ископаемых и определения характера изменения этих свойств по разрезам и площадям; 5) расчетов расстояний распространения радиоволн в горных породах при подземной радиосвязи и радиоразведке; 6) выяснения механизма разрушения пород электромагнитными волнами [4] и т.п.

Измеренные значения диэлектрических характеристик в комплексе с другими физическими величинами, количественно оценивающие то или иное свойство породы, позволяют определять типы

пород, основные их свойства и характер залегания. Последнее существенно для открытия, оценки запасов и качества полезных ископаемых и их рациональной разработки. Повышение точности измерения диэлектрических характеристик позволит повысить качество исследований.

Как правило, величины ϵ и $\text{tg}\delta$ определяют емкостным способом, т.е. посредством предварительного измерения электрической емкости конденсатора определенной формы с помещенным в него исследуемым образцом. При сложных конструкциях конденсатора его обычно называют ячейкой. От правильно выбранной конструкции ячейки во многом зависит точность измерения.

Данная работа посвящена разработке и исследованию емкостных ячеек специального типа, с помощью которых можно будет значительно повысить точность измерений ϵ и $\text{tg}\delta$.

Электроемкостный способ контроля диэлектрических характеристик образцов из интересующих исследователя материалов известен и применяется более 100 лет [5,8]. Так, некоторые рекомендации по таким измерениям, предложенные еще в 1882 году Кирхгофом, и сегодня не потеряли своего значения. Косвенным путем по измеренным диэлектрическим характеристикам можно судить о таких физико-механических параметрах материала как состав, структура, влажность, степень полимеризации (для полимеров), радиопрозрачность, плотность и др. [5]. Данный способ контроля предусматривает введение объекта в электрическое поле конденсатора и определение искомой характеристики материала по его поведению либо по созданной им обратной реакции на источник электрического поля. Эффективность использования емкостного способа в большей мере зависит от знания физических процессов, наблюдающихся

в материале, помещенном в электрическое поле конденсатора. Эти процессы принято рассматривать с двух позиций — макроскопической (электротехнической) и микроскопической (молекулярной). В первом случае изучаются диэлектрические характеристики материала — величины, подлежащие измерению и представляющие собой исходную информацию для решения многих задач контроля материалов; во втором случае — физические процессы на молекулярном уровне, математические модели атомов и молекул в электрическом поле, аналитическое описание их поведения под воздействием электрических сил. Однако накопленный опыт в этой области относится в основном к измерениям на тонких образцах, и далеко не всегда полученные результаты и рекомендации могут быть распространены на объемные образцы различной формы.

В петрофизических исследованиях электрическую емкость при определении диэлектрических характеристик материалов измеряют мостовыми, резонансными и другими методами. При использовании того или иного метода исходят из принятого диапазона частот, свойств пород и заданной точности измерения. Обычно ϵ и $\operatorname{tg}\delta$ пород определяют в диапазоне частот $0-10^8$ Гц. При измерениях на частотах $1-10^6$ Гц применяют мостовые, а при высокочастотных измерениях (от 10^5 до 10^8 Гц) — резонансные или специальные мостовые методы [4,8].

Обычно для исследований, в том числе и снятия диэлектрических характеристик, образцы твердых горных пород подготавливаются в виде цилиндрических столбиков определенного размера. При измерениях в петрофизических лабораториях такой образец, как правило, помещается в поле плоского конденсатора с круглыми пластинами с диаметром, равным диаметру образца [4,8]. Схема такого измерительного конденсатора или измерительной ячейки показана на рис. 1. Она состоит из измерительных электродов 1 и 2, между которыми помещен испытываемый образец 3. Электроды 1 и 2 подключаются к измерительному прибору, например, мосту типа Р5083, при этом электрод 1 находится под потенциалом $U_1 = U_p$, а электрод 2 — под потенциалом $U_2 = 0$. Измеряется электрическая емкость C_x ячейки, и по известной формуле для вычисления емкости плоско-параллельного конденсатора (приведенной, например, в [3]), с учетом диаметра D и высоты h образца 3 рассчитывается искомая относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_x .

$$\epsilon_x = \frac{4h}{\pi D^2} \cdot \frac{C_x}{\epsilon_0}, \quad (1)$$

где $\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Недостатком данного метода является большая и нестабильная погрешность измерения, обуслов-

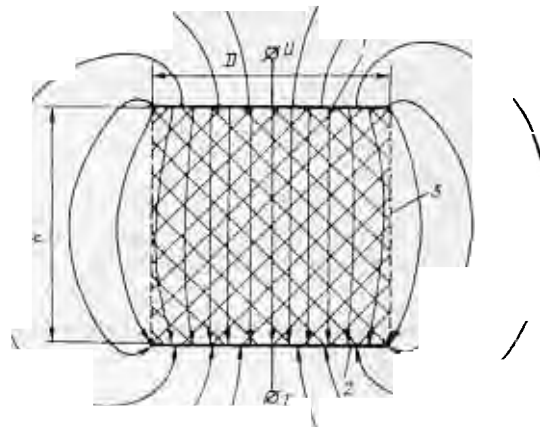


Рис. 1

ленная краевым эффектом и отсутствием электростатической экранировки. Иными словами, в измеренную емкость C_x будет входить не только информативная емкость $C_{и}$ заполненного образцом пространства, но и паразитная емкость $C_{п}$ воздушного пространства по обе стороны от пластин-электродов

$$C_x = C_{и} + C_{п}. \quad (2)$$

Точный расчет поля плоского конденсатора с конечными размерами в однородном диэлектрическом пространстве, аналитические выражения для электрической емкости, а также картина линий электрического поля лучше всего представлены в работе [1]. Расчет же такого конденсатора при заполнении его диэлектриком будет представлять собой гораздо более сложную задачу. Но в некотором приближении, используя результаты [1], можно считать, что величина паразитной емкости $C_{п}$ при равенстве $D \approx h$ (что имеет место в реальных образцах) будет весьма значительной — $C_{п} \approx (0,2-0,3)C_{и}$.

Поэтому существует необходимость в разработке емкостных измерительных ячеек, в которых будут устранены недостатки вышеописанной простейшей конструкции. Ниже предлагаются формы ячеек, которые обеспечивают более высокую точность измерений.

Ячейки замкнутого объема. Одним из способов повышения точности измерений путем исключения паразитной емкости воздушного пространства является помещение исследуемого образца в измерительную ячейку, внутренние размеры которой точно соответствуют размерам образца. При этом боковая или торцевая стороны (или их части) внутреннего цилиндра будут являться электродами конденсатора, подключенного по потенциально-токовой схеме к измерительному прибору [2]. Кроме этого, вся ячейка помещается в заземленный электростатический экран, что при одновремен-

ном помещении в экранирующую оболочку потенциального и токового подводящих проводов позволяет избавиться от всех паразитных емкостей (рис. 2).

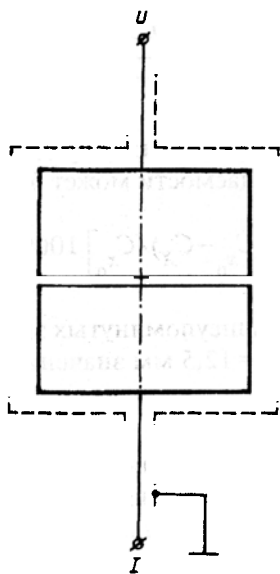


Рис. 2

В принципе внутреннюю цилиндрическую поверхность можно разделить на два электрода сечениями вдоль или перпендикулярно оси цилиндра в любых соотношениях. На рис. 3 показаны различные схемы ячеек: рис. 3, а — потенциальный и токовый электроды выполнены в виде двух равных стаканов с высотой, равной примерно половине высоты образца, т.е. $h_{1.1} = h_{1.2} \approx h_{\text{я}}/2$; рис. 3, б — потенциальный электрод является стаканом с высотой $h_{1.1} = h_{\text{я}}$, а токовый электрод — диск диаметром $D_{\text{ТЭ}}$, при этом $h_{1.2} = 0$; рис. 3, в — потенциальный и токовый электроды выполнены в виде двух равных полуцилиндров.

При использовании для определения ϵ_X ячеек с такими конструктивными схемами применяется экспериментальный метод, который называется методом двух измерений. Сущность его заключается в том, что вначале измеряется емкость пустой, не заполненной ячейки (C_0), а затем емкость ячейки, заполненной образцом (C_X). Выражение для вычисления емкости C_0 можно записать в виде

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_B A, \quad (3)$$

где $\epsilon_B = 1$ — относительная диэлектрическая проницаемость воздуха; A — коэффициент формы, зависящий от геометрических размеров D и h .

Емкость заполненного конденсатора определится как

$$C_X = \epsilon_0 \epsilon_X A \quad (4)$$

С учетом (3) и (4) искомая относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_X образца определится выражением

$$\epsilon_X = C_X / C_0 \quad (5)$$

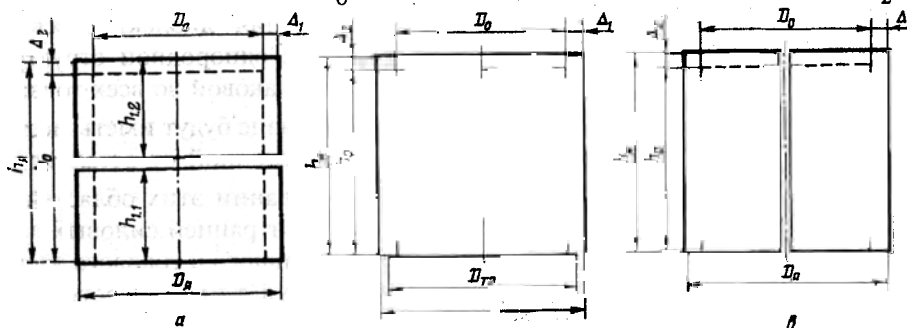
Однако в реальных условиях коэффициенты формы A для пустой и заполненной ячеек будут отличаться. Это объясняется тем, что из-за особенностей технологии изготовления ячейки и образца (величиной допусков), а также в связи с необходимостью свободного, без затирания и заеданий помещения образца в ячейку всегда будут иметь место зазоры Δ_1 между внутренней поверхностью ячейки диаметром $D_{\text{я}}$ и наружной цилиндрической поверхностью образца диаметром D_0 и зазоры между торцами образца и ячейки (рис. 3). Наличие зазоров будет вызывать погрешность δ , которую в первом приближении можно оценить, исходя из следующего: погрешность будет прямо пропорциональна объему зазоров V_z и диэлектрической проницаемости образца и обратно пропорциональна объему ячейки. Следовательно, величину погрешности можно определить как

$$\delta \approx \left(1 - D_0^2 h_0 / (D_{\text{я}}^2 h_{\text{я}})\right) (\epsilon_X / \epsilon_B) 100\%, \quad (6)$$

где $D_{\text{я}}$ — диаметр ячейки; $h_{\text{я}}$ — высота ячейки; D_0 и h_0 — диаметр и высота образца; ϵ_B — относительная диэлектрическая проницаемость воздуха; ϵ_X — искомая относительная диэлектрическая проницаемость образца. При $D_{\text{я}} = h_{\text{я}} = 30,0$ мм, $D_0 = h_0 = 29,7$ мм, $\epsilon_B = 1$, $\epsilon_X = 5$ величина погрешности составит около 15%. Если конструктивно обеспечить, что $\Delta_2 = 0$, т.е. плотно прижать электроды к торцам образца, то погрешность будет меньше.

Используем для расчета погрешности другую методику. Рассчитаем емкость ячейки с образцом при наличии боковых и торцевого зазоров как емкость последовательно включенных воздушного конденсатора и конденсатора, заполненного исследуемым минералом.

Условно будем считать



емкость воздушного конденсатора C_{1B} как сумму емкостей $C_{1.1B}$ и $C_{1.2B}$ двух плоскопараллельных конденсаторов с зазорами $\Delta_1 = (D_я - D_0)/2$, $\Delta_2 = (h_я - h_0)$ и площадями $S_1 = \pi(D_я + D_0)h_0/2$, $S_2 = \pi D_0^2/4$ соответственно. Тогда

$$\begin{aligned} C_{1.1B} &= \pi \epsilon_0 \epsilon_B h_0 (D_я + D_0) / (D_я - D_0) \\ C_{1.2B} &= \pi \epsilon_0 \epsilon_B D_0^2 / 4(h_я - h_0) \\ C_{1.B} &= \pi \epsilon_0 \epsilon_B \left(\frac{D_я + D_0}{D_я - D_0} h_0 + \frac{D_0^2}{4(h_я - h_0)} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

Емкость C_{2X} конденсатора, заполненного минералом с проницаемостью ϵ_X , будет являться суммой двух емкостей: емкости $C_{2.1X}$ между боковой поверхностью образца и его нижним торцом и емкости $C_{2.2X}$ между торцами образца.

Емкость $C_{2.1X}$ можно определить по формуле, приведенной в [3],

$$C_{2.1X} = \epsilon_0 \epsilon_X \pi D_0 K / K_1,$$

где K_1 — полный эллиптический интеграл первого рода от модуля k_1 ; K_1' — полный эллиптический интеграл первого рода от дополнительного модуля $k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}$;

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{(D_0 - D_{ТЭ})(2h_0 + \sqrt{D_0^2 + 4h_0^2})}{D_0(2h_0 + \sqrt{(D_0 - D_{ТЭ})^2 + 4h_0^2})} \\ C_{2.2X} &= \epsilon_0 \epsilon_X \pi D_0^2 / 4h_0 \\ &= \pi \epsilon_0 \epsilon_X (D_0 K_1' / K_1 + D_0^2 / 4h_0) = \\ &= \pi \epsilon_0 \epsilon_X D_0 (K_1' / K_1 + D_0 / 4h_0) \end{aligned} \quad (8)$$

Так как $C_{1.B}$ и $C_{2.X}$ соединены последовательно, то их суммарная емкость составит

$$\begin{aligned} C_X &= C_{1.B} C_{1.X} / (C_{1.B} + C_{1.X}) = \\ &= \pi \epsilon_0 \left(\frac{D_я + D_0}{D_я - D_0} h_0 + \frac{D_0^2}{4(h_я - h_0)} \right) \frac{\epsilon_X D_0}{\epsilon_B} \left(\frac{K_1'}{K_1} + \frac{D_0}{4h_0} \right) \times \\ &\times \left[\left(\frac{D_я + D_0}{D_я - D_0} h_0 + \frac{D_0^2}{4(h_я - h_0)} \right) + \frac{\epsilon_X D_0}{\epsilon_B} \left(\frac{K_1'}{K_1} + \frac{D_0}{4h_0} \right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Электрическая емкость ячейки идеально, без зазоров, заполненной исследуемым образцом, будет определяться выражением

$$C_{X_0} = \pi \epsilon_0 \epsilon_X D_я (K_2' / K_2 + D_я / 4h_я), \quad (10)$$

где K_2 — полный эллиптический интеграл первого рода от модуля k_2 ; K_2' — полный эллиптический интеграл первого рода от дополнительного модуля $k_2' = \sqrt{1 - k_2^2}$;

$$k_2 = \frac{(D_я - D_{ТЭ})(2h_я + \sqrt{D_я^2 + 4h_я^2})}{D_я(2h_я + \sqrt{(D_я - D_{ТЭ})^2 + 4h_я^2})}$$

Искомая погрешность определения диэлектрической проницаемости может быть определена как

$$\delta = \left[(C_{X_0} - C_X) / C_{X_0} \right] 100\% \quad (11)$$

Для тех же вышеупомянутых значений $D_я$, D_0 , $h_я$, h_0 , $\epsilon_X = 5$ и $r_{ТЭ} = 12,5$ мм значение погрешности составит 9,8 %.

Полученное значение погрешности рассчитано для самых неблагоприятных условий измерения, когда зазоры, определяемые точностью изготовления, будут максимальными. Если зазор между торцами образца и ячейки можно убрать, плотно прижав ячейку к образцу, то боковые зазоры всегда будут. Поэтому для данного типа ячеек необходима корректировка результатов измерений в зависимости от действительных размеров образцов.

При необходимости выполнения более точных измерений ϵ_X можно применить методику с использованием компьютерных технологий. Для начала нужно выполнить точный расчет коэффициента формы A для выбранного типа ячейки (рис. 3). Готовых аналитических выражений для расчета электрической емкости двухслойного конденсатора, которым можно представить ячейку с образцом при наличии зазоров Δ_1 и Δ_2 , в литературе нам обнаружить не удалось. Поэтому требуется дополнительное исследование с целью получения нужного результата. За теоретическую базу можно взять работы [3,6]. Аналитическое выражение для коэффициента A будет представлять собой формулу с входящими в виде различных функциональных зависимостей $D_я$, D_0 , $h_я$, h_0 , ϵ_B , ϵ_X . Измерив C_X с учетом выражения (4) можно определить ϵ_X . Используя компьютер, процесс можно автоматизировать.

Ячейка однородного электрического поля. Вышеописанный тип ячеек замкнутого объема наиболее подходит для измерения диэлектрической проницаемости образцов с однородной структурой, т.е. когда ϵ_X будет одинаковой во всех точках объема образца. Если в образце будут иметь место локальные области с ϵ_X отличной от остального пространства, то при попадании этих областей в места с повышенной концентрацией силовых линий поля (стыки потенциального и токового электродов) при измерениях будет иметь место погрешность. Для примера на рис. 4 показаны силовые линии электрического поля ячейки типа рис. 3, б.

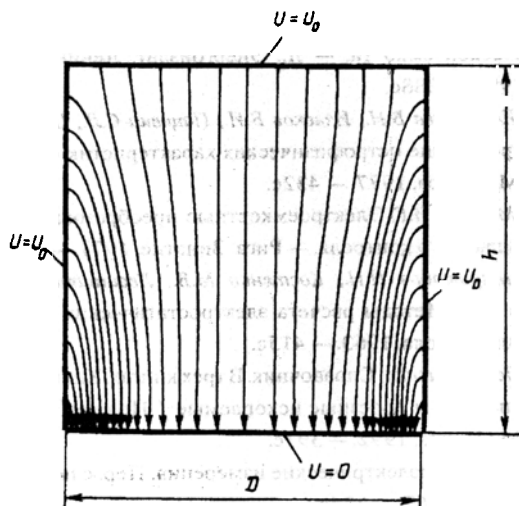


Рис. 4

Очевидно, что для получения внутри цилиндрической ячейки однородного поля, силовые линии которого параллельны друг другу и равномерно заполняют объем ячейки, а краевые эффекты исключены, необходимо, чтобы внутренний объем ячейки был ограничен сверху потенциальным плоским круглым электродом диаметром $D_я$, снизу плоским токовым электродом несколько меньшего диаметра $D_{ТЭ}$, окруженным охранным заземленным кольцом, а цилиндрическая боковая поверхность представляла собой эквипотенциальный экран, принудительно заданный потенциал которого линейно изменяется по высоте от потенциала верхнего электрода до нуля. Реализовать такой идеальный эквипотенциальный экран технически сложно. Без существенного увеличения погрешности можно заменить линейно-изменяющуюся функцию напряжения ступенчатой, выполнив боковую поверхность ячейки из набора проводящих колец, изолированных друг от друга, причем на каждое из этих колец подать паражение с делителя (например, резистивного), включенного между источником напряжения U_p и землей. На рис. 5 показан один из возможных вариантов такой ячейки. В ней имеется потенциальный электрод 1 ($U_1 = U_p$), токовый электрод 2 ($U_2 = 0$) с охранным кольцевым электродом 3. Электроды 1 и 2 подключаются к измерительному прибору 4 (например, мосту P5083). Боковая цилиндрическая поверхность ячейки делится на N проводящих и изолированных друг от друга участков-колец 5, потенциал которых с помощью делителя $R_1 \dots R_{N-1}$ ступенчато понижается от U_p до 0. Ширина проводящих колец одинакова и равна m , а ширина изолирующих промежутков — n . Номиналы $R_1 \dots R_{N-1}$ равны, рассчитываются с учетом нагрузочной способности моста. Начало делителя подключено к клемме U измерительного прибора (в случае, если используется трансформаторный мост с достаточно низкими выходными сопротивлениями плечевых обмоток, на-

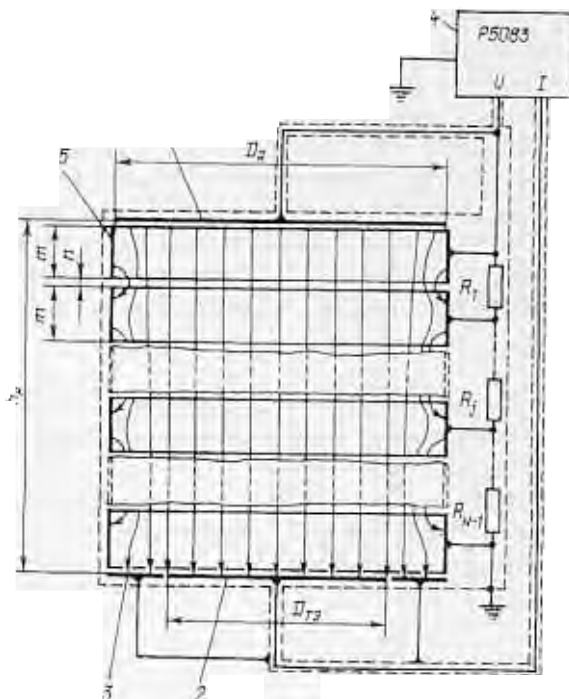


Рис. 5

пример, P5079, P5083 и т.п.), а конец соединен с землей. В результате потенциал j -го кольца ($1 \leq j \leq N$) будет равным

$$U_j = U_p (N-j)/(N-1)$$

Таким образом, боковая поверхность ячейки имеет постепенно снижающийся от U_p до 0 потенциал, что создает в центральной области ячейки соответствующие эквипотенциальные поверхности и, следовательно, зону с близким к равномерному полем. Чем тоньше будут кольца и меньше величина изолирующего промежутка между ними, тем будет шире область равномерного поля. Для вышеупомянутых образцов минералов практически достаточно 8—10 колец. Если правильно выбрать размер токового электрода $D_{ТЭ}$, то можно как бы "отрезать" область с краевыми эффектами и боковыми зазорами и принимать во внимание при расчете только область с равномерным полем. В этом случае, измерив электрическую емкость ячейки C_X с помещенным в нее исследуемым образцом, и зная точные величины $D_{ТЭ}$ и $h_я$, можно сразу рассчитать искомую величину диэлектрической проницаемости

$$\epsilon_X = \frac{4h_я C_X}{\pi D_{ТЭ}}$$

Следует отметить, что выражение (13) применимо только для случая, когда отсутствуют торцевые зазоры Δ_2 (рис. 3).

Важным моментом в данной методике является правильный выбор диаметра токового электрода

$D_{ТЭ}$. Он будет зависеть от размеров ячейки $D_{я}$ и $h_{я}$, ширины кольца m , размера изолирующего промежутка n . При оптимальном выборе величины $D_{ТЭ}$ можно существенно уменьшить и даже полностью устранить погрешность от влияния боковых зазоров.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке новых средств измерений диэлектрических характеристик исследуемых образцов твердых материалов, изготовленных в виде цилиндров, в том числе и в петрофизических лабораториях.

1. Балабуха Л.И. Математический расчет некоторых полей электростатики // Теоретическая и экспериментальная электротехника. — 1932. — № 1—2. — С. 4—20.

2. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. — Киев: Наук. думка, 1987. — 112с.

3. Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981. — 288с.

4. Кобранова В.Н., Извеков Б.И., Пацевич С.Л., Шварцман М.Д. Определение петрофизических характеристик по образцам. — М.: Недра, 1977. — 432с.

5. Матисс И.Г. Емкостные преобразователи для неразрушающего контроля. — Рига: Зинатне, 1977. — 255с.

6. Миролубов Н.Н., Костенко М.В., Левинштейн М.Л., Тиходеев Н.Н. Методы расчета электростатических полей. — М.: Высшая школа, 1963. — 415с.

7. Петрофизика: Справочник. В трех книгах. Книга первая. Горные породы и полезные ископаемые / Под ред. Дортман Н.Б. — М.: Недра, 1992. — 391с.

8. Эме Ф. Диэлектрические измерения. Пер. с немецкого. — М.: Химия, 1967. — 224с.

Надійшла 18.06.2008

УДК 621.314-621.391

А.Н.БОРИСЕНКО, канд.техн.наук (Нац.техн.ун-т "ХПИ", Харьков)

Вопросы выбора диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов

Проводится идентификация дефектов, построение решающих правил и формирование обучающих совокупностей для систем управления и диагностики дизель-генераторов на базе теории ЛПСП.

Проводиться ідентифікація дефектів, побудова вирішальних правил і формування сукупностей, що навчають, для систем управління і діагностики дизель-генераторів на базі теорії ЛПВП.

Постановка проблемы. Обеспечение приемлемых технико-экономических и экологических показателей дизель-генераторов тесно связано с поддержанием на должном уровне технического состояния агрегатов и качества работы систем регулирования, которые в процессе эксплуатации изменяются. В связи с этим возникает необходимость непрерывного контроля технического состояния силовой установки в процессе эксплуатации по соответствующим информативным параметрам и диагностическим признакам, которые необходимо выбрать с учетом экспериментальных данных.

Обзор литературы показывает, что диагностирование дизелей производят либо по сигналам множества датчиков режимных параметров агрегата [3,4], либо по сигналу одного датчика неравномерности вращения вала [5—8], что удобнее в плане

привязки к объекту, но усложняет процесс обработки информации. Глубина диагностирования при этом существенно зависит от выбора математической модели диагностического сигнала. Например, в работах [5—8] в качестве таковой был использован линейный периодический случайный процесс (ЛПСП), низшие моменты которого (дисперсия и корреляционная функция) используются в качестве диагностических признаков, и позволяют обнаружить неисправный цилиндр.

Цель работы — на базе математической модели ЛПСП, описывающей процесс неравномерности вращения вала дизеля с учетом случайного его характера и физической природы явлений, происходящих в тепловом двигателе, теоретически обосновать, а затем экспериментально проверить новые информативные параметры, характеризую-

$D_{ТЭ}$. Он будет зависеть от размеров ячейки $D_{я}$ и $h_{я}$, ширины кольца m , размера изолирующего промежутка n . При оптимальном выборе величины $D_{ТЭ}$ можно существенно уменьшить и даже полностью устранить погрешность от влияния боковых зазоров.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке новых средств измерений диэлектрических характеристик исследуемых образцов твердых материалов, изготовленных в виде цилиндров, в том числе и в петрофизических лабораториях.

1. Балабуха Л.И. Математический расчет некоторых полей электростатики // Теоретическая и экспериментальная электротехника. — 1932. — № 1—2. — С. 4—20.

2. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. — Киев: Наук. думка, 1987. — 112с.

3. Иосель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981. — 288с.

4. Кобранова В.Н., Извеков Б.И., Пацевич С.Л., Шварцман М.Д. Определение петрофизических характеристик по образцам. — М.: Недра, 1977. — 432с.

5. Матисс И.Г. Электроемкостные преобразователи для неразрушающего контроля. — Рига: Зинатне, 1977. — 255с.

6. Миролубов Н.Н., Костенко М.В., Левинштейн М.Л., Тиходеев Н.Н. Методы расчета электростатических полей. — М.: Высшая школа, 1963. — 415с.

7. Петрофизика: Справочник. В трех книгах. Книга первая. Горные породы и полезные ископаемые / Под ред. Дортман Н.Б. — М.: Недра, 1992. — 391с.

8. Эме Ф. Диэлектрические измерения. Пер. с немецкого. — М.: Химия, 1967. — 224с.

Надійшла 18.06.2008

УДК 621.314-621.391

А.Н.БОРИСЕНКО, канд.техн.наук (Нац.техн.ун-т "ХПИ", Харьков)

Вопросы выбора диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов

Проводиться ідентифікація дефектів, побудова вирішальних правил і формування сукупностей для систем управління і діагностики дизель-генераторів на базі теорії ЛПСП.

Проводиться ідентифікація дефектів, побудова вирішальних правил і формування сукупностей, що навчають, для систем управління і діагностики дизель-генераторів на базі теорії ЛПСП.

Постановка проблемы. Обеспечение приемлемых технико-экономических и экологических показателей дизель-генераторов тесно связано с поддержанием на должном уровне технического состояния агрегатов и качества работы систем регулирования, которые в процессе эксплуатации изменяются. В связи с этим возникает необходимость непрерывного контроля технического состояния силовой установки в процессе эксплуатации по соответствующим информативным параметрам и диагностическим признакам, которые необходимо выбрать с учетом экспериментальных данных.

Обзор литературы показывает, что диагностирование дизелей производят либо по сигналам множества датчиков режимных параметров агрегата [3,4], либо по сигналу одного датчика неравномерности вращения вала [5—8], что удобнее в плане

привязки к объекту, но усложняет процесс обработки информации. Глубина диагностирования при этом существенно зависит от выбора математической модели диагностического сигнала. Например, в работах [5—8] в качестве таковой был использован линейный периодический случайный процесс (ЛПСП), низшие моменты которого (дисперсия и корреляционная функция) используются в качестве диагностических признаков, и позволяют обнаружить неисправный цилиндр.

Цель работы — на базе математической модели ЛПСП, описывающей процесс неравномерности вращения вала дизеля с учетом случайного его характера и физической природы явлений, происходящих в тепловом двигателе, теоретически обосновать, а затем экспериментально проверить новые информативные параметры, характеризую-

щие техническое состояние дизелей. На основании предложенных параметров построить обучающие совокупности (образы) и разработать решающие правила, которые с большей точностью позволяют выявлять дефекты в дизеле.

По своей физической природе дизель-генератор (ДГ) является объектом циклического действия и угловая скорость его коленчатого вала содержит три составляющие: постоянную (среднее значение), переменную (отклонение мгновенной скорости от среднего значения, что может охарактеризовано дисперсией) и импульсную составляющую, имеющую место при резких изменениях тока генератора. Поскольку указанная угловая скорость подвержена влиянию множества случайных факторов (подача топлива, воздухообеспечение, изменение нагрузки и т.д.), ее можно рассматривать как случайный процесс $\{\xi(t) \mid t \in (-\infty, \infty)\}$, к которому в качестве математической модели в полной мере подходит ЛПСП [5–8].

Определения и основные характеристики ЛПСП. Согласно [5–8], случайный процесс $\{\xi(t) \mid t \in (-\infty, \infty)\}$ называется периодическим в широком смысле, если существует такое $T > 0$, для которого одномерная и двумерная функции распределения удовлетворяют условиям:

$$F(x; t) = F(x; t + T),$$

$$F(x_1; x_2; t_1, t_2) = F(x_1; x_2; t_1 + T, t_2 + T),$$

$$t_1, t_2 \in (-\infty, \infty).$$

ЛПСП имеет моменты высшего порядка (включая и коэффициенты асимметрии и эксцесса), которые можно использовать в качестве диагностических признаков для уточнения технического состояния двигателя.

С целью получения сигнала угловой скорости коленчатого вала ДГ была проведена серия экспериментальных работ на агрегатах типов 10Д100 и Д70, в ходе которых упомянутый сигнал снимался либо с индуктивного датчика, установленного вблизи венца валоповоротной шестерни или специальной измерительной шестерни, либо с оптоэлектронного датчика типа ПДФ-3, который устанавливался на свободном конце вала дизеля. Для определения типа вероятностного распределения процесса изменения скорости вала (рис. 1), реализации были обработаны на ЭВМ с использованием программы гистограммного анализа с последующим сглаживанием полученных гистограмм по методу наименьших квадратов [3].

На графиках с гистограммами по оси абсцисс отложена угловая скорость вала, а по оси ординат — плотность вероятности (дифференциальная функция распределения). На осциллограммах по оси абсцисс отложен номер точки отсчета, а по оси ординат — величина мгновенной угловой скорости

вала в об/мин.

Отметим, что тахограммы на рис. 1–4, 6, 7 были записаны на шлейфовый осциллограф в установившемся режиме работы ДГ, причем для синхронизации использовался сигнал отметчика верхней мертвой точки первого цилиндра (этот сигнал на графиках не показан).

На рис. 1 показана осциллограмма девиации угловой скорости вала ДГ типа 10Д100 без дефектов, работающего в номинальном режиме, гистограмма распределения угловой скорости и сглаживающая кривая, построенная по методу наименьших квадратов. Общий объем выборки данных за один оборот вала составляет 1500 точек.

На рис. 2 показаны тахограмма, гистограмма и сглаживающая кривая для агрегата 10Д100, име-

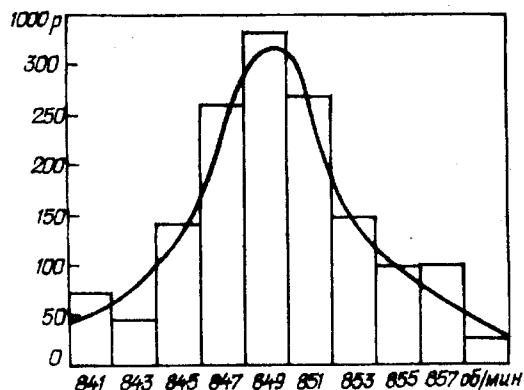
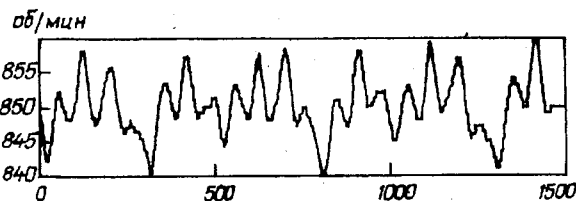


Рис. 1

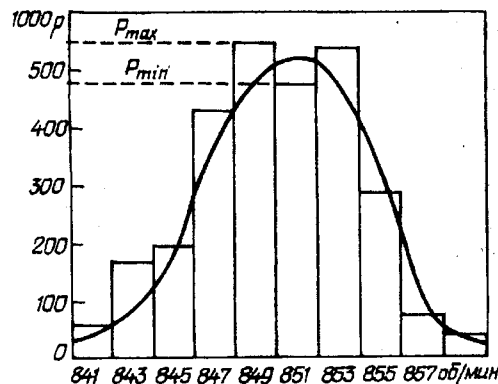
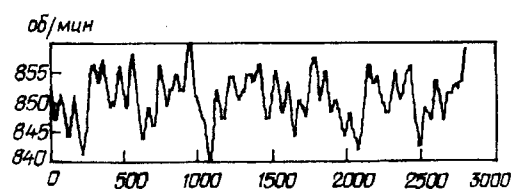


Рис. 2

ющего дефекты в цилиндро-поршневой группе (ЦПГ), в частности, задиры. За один оборот вала при этом было снято 3000 точек.

На рис. 3, 4 показаны графические иллюстрации для дизельной установки того же типа с дефектами в топливоподающей аппаратуре. Рис. 3 соответствует случаю пониженной цикловой подачи топлива, а рис. 4 — позднему впрыскиванию топлива. За оборот вала регистрировалось 2500 точек.

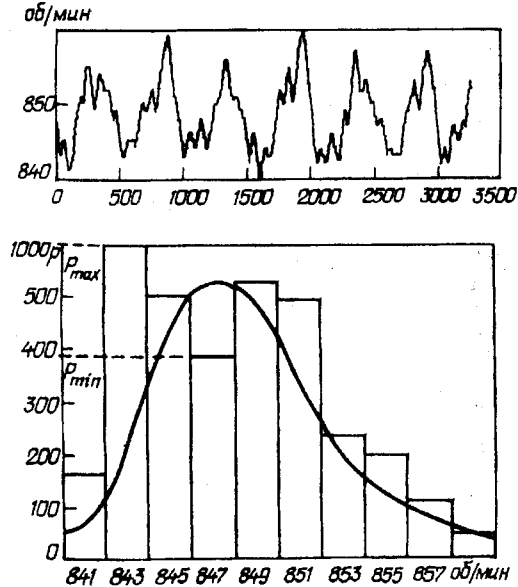


Рис. 3

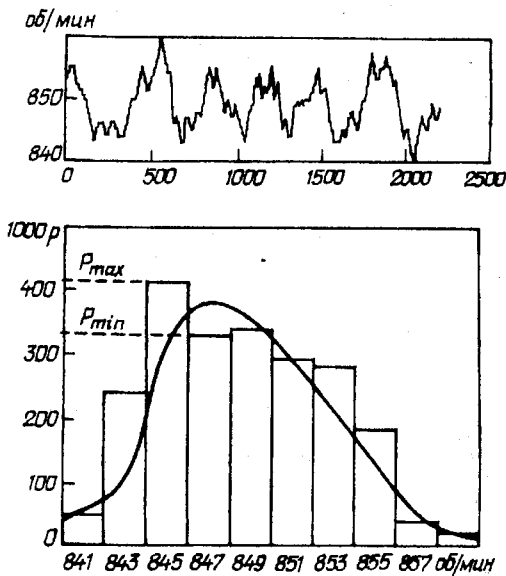


Рис. 4

Для этих кривых найдены асимметрия и эксцесс [1], которые были приняты в качестве диагностических признаков

$$k = \frac{\sqrt{n}}{(n-1)^{3/2} \cdot G_x^3} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^3,$$

$$j = \frac{n}{(n-1)^2 \cdot G_x^4} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^4 - 3,$$

где n — число измерений; x_i — i -я измеренная величина; m_x — математическое ожидание измеренной величины; G_x — среднеквадратическое отклонение измеренной величины.

Именно эти параметры были выбраны в качестве координат диагностического пространства, в котором по количественным оценкам \bar{k} и \bar{j} были построены обучающие совокупности.

После обработки 387 гистограмм со сглаживающими кривыми были сформированы обучающие совокупности, соответствующие различным техническим состояниям ДГ (рис. 5).

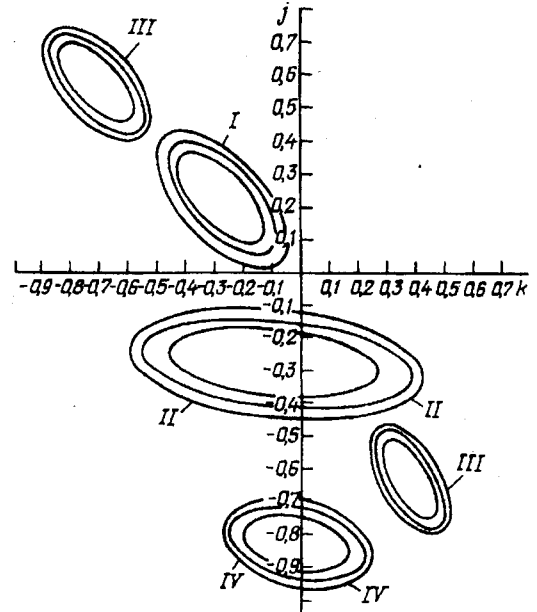


Рис. 5

Здесь область I соответствует дизель-генератору без дефектов; области II, III — агрегату с дефектами ЦПГ, причем в случае $k > 0$ имеют место неплотности, а в случае $k < 0$ — задиры; область IV соответствует отклонению цикловой подачи топлива от требуемого значения, причем в случае $k > 0, j < 0$ — цикловая подача топлива ниже нормы, а при $k < 0, j > 0$ — выше нормы; область IV означает отклонение фазы топливоподачи от нормы: при $k > 0$ — ниже нормы, при $k < 0$ — выше нормы.

Автором была выполнена статистическая обработка осциллограмм мгновенной угловой скорости коленчатого вала ДГ 10Д100, в котором поочередно отключался тот или иной цилиндр путем установки в нулевое положение соответствующей рейки топливного насоса. В качестве примера на рис. 6 приведены гистограмма и сглаживающая кривая при отключенном первом цилиндре, а на рис. 7 — при отключенном втором цилиндре.

Анализируя полученные гистограммы, можно отметить следующее. При отсутствии дефектов у ДГ гистограмма и сглаживающая кривая имеют единственный экстремум (максимум) в точке, соответствующей настройке регулятора скорости (на рис. 1 — это 850 об/мин). При наличии дефектов,

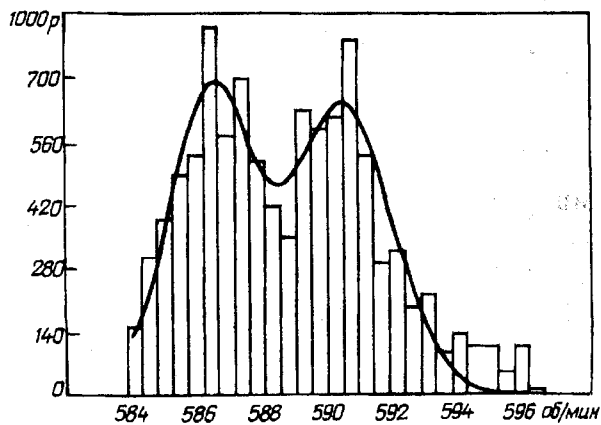


Рис. 6

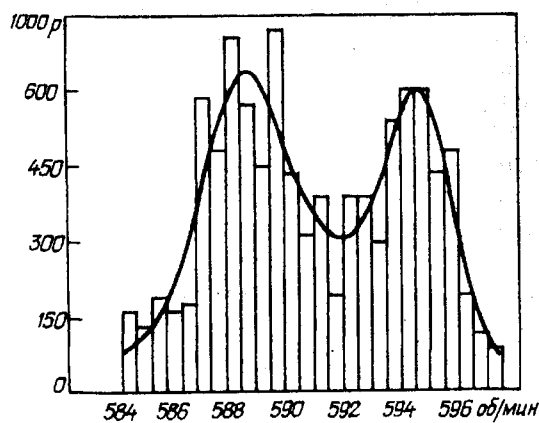


Рис. 7

как видно из рис. 2,3,4, на гистограмме между двумя максимумами (большой из которых обозначен P_{\max}), имеется минимум (обозначенный P_{\min}) вблизи точки, соответствующей настройке регулятора скорости. У дизеля с дефектами, но всеми работающими цилиндрами, коэффициент работоспособности

$$K_{pc} = P_{\min} / P_{\max} \geq 0,5.$$

Если же у дизеля отключен хотя бы один цилиндр, то $K_{pc} < 5$. Например, рис. 6 соответствует $K_{pc} = 0,43$, а рис. 7 — $K_{pc} = 0,27$. Такое расхождение значений K_{pc} объясняется, по-видимому, неполной идентичностью отключаемых (первого и второго) цилиндров.

По величине коэффициента K_{pc} можно судить о техническом состоянии ДГ, то есть его можно использовать как дополнительный диагностический признак.

Выводы. По результатам проведенных теоретических и экспериментальных исследований

можно сделать следующие выводы.

1. В качестве диагностических признаков технического состояния ЦПГ дизеля эффективно можно использовать коэффициенты асимметрии и эксцесса, а также коэффициент работоспособности K_{pc} .

2. В качестве диагностического пространства для формирования обучающих совокупностей предложено использовать плоскость, осями координат которой являются коэффициенты асимметрии и эксцесса.

3. В выбранном диагностическом пространстве предложен способ построения образов, соответствующих следующим техническим состояниям узлов ЦПГ: условно исправны; наличие задиров; наличие неплотностей.

4. Разработан способ выявления разрегулировки цикловой подачи и фазы впрыска топлива.

1. Бакут П.А., Большаков И.А. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Под ред. Г.П. Татаковского. — Т.1. — М.: Сов. Радио, 1963. — 424 с.

2. Борисенко А.Н., Литвиненко С.А. Вопросы выбора информативных параметров и диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов. Харьков: Вестник НТУ ХПИ, 2008.

3. Дьяконов В.П., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB: специальный справочник. СПб.: Питер, 2001.

4. Ле Ван Дием. Модели и алгоритмы технического диагностирования силовых дизельных установок в процессе эксплуатации. / Автореф. дисс. на соискание ученой степени канд. техн. наук. — Санкт-Петербург, 2006. — 24 с.

5. Марченко Б.Г., Мысливич М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Ч.1 // Техн. электродинамика. — 1998. — № 5. — С. 36—40.

6. Марченко Б.Г., Мысливич М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Ч.2. // Техн. электродинамика. — 1998. — № 6. — С. 39—42.

7. Марченко Б.Г., Мысливич М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Ч.3. // Техн. электродинамика. — 1999. — №1. — С. 59—63.

8. Марченко Б.Г., Мысливич М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Ч.4. // Техн. электродинамика. — 1999. — № 4. — С. 40—45.

9. Станиславский Л.В. Техническое диагностирование дизелей. — Киев: Вища школа. — 1983. — 135 с.

Надійшла 20.11.2008

Е.А.ЗАЙЦЕВ, А.Г.КОНОНЕНКО, канд. техн. наук, Ю.А.МАСЮРЕНКО, канд. техн. наук, А.Д.НИЖЕНКСКИЙ, докт. техн. наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), В.И. ЛАТЕНКО, канд. техн. наук, И.А. ОРНАТ-СКИЙ, канд. техн. наук (Украинский научно-исследовательский гидрометеорологический институт, Киев)

Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния

Рассмотрены погрешности измерения, возникающие в случае применения фазово-частотного метода определения расстояния в лазерной дальнометрии, и предложены меры для их уменьшения.

Розглянуто похибки вимірювання, які виникають у випадку застосування фазово-частотного методу визначення відстані у лазерній дальнометрії, та запропоновано заходи для їх зменшення.

При использовании фазово-частотных лазерных дальномерных систем, в которых частота модуляции оптического излучения изменяется по линейному закону, измеряемое расстояние L прямо пропорционально частоте выходного сигнала системы [1]. Таким образом, определив частоту этого сигнала можно однозначно оценить значение расстояния до контролируемого объекта. При этом другие, "мешающие", объекты, находящиеся на расстоянии, отличающемся от значения L , имеют спектральные составляющие иной частоты и не оказывают влияния на результат определения L . Это одно из основных преимуществ фазово-частотных дальномеров по сравнению с фазовыми измерителями расстояний. Указанное обстоятельство позволяет расширить сферу применения лазерных дальномеров как устройств оптической локации.

Практическая реализация фазово-частотного метода измерения расстояния помимо определенного аппаратурно-программного усложнения из-

мерительной системы приводит к появлению специфических погрешностей измерения. Для анализа некоторых из них рассмотрим структурную схему фазово-частотного лазерного дальномера с цифровым преобразователем Гильберта [3], показанную на рис. 1. На схеме приняты следующие условные обозначения: СЧ1, СЧ2 — синтезаторы частоты; К — коммутатор; СУ1...СУ4 — согласующие устройства; ПИ1, ПИ2 — полупроводниковые излучатели (лазеры); ПЗ — полупрозрачное зеркало; З — зеркало; О — объектив; КО — контролируемый объект; ФП1, ФП2 — фотоприемники; ТУ1, ТУ2 — трансимпедансные усилители; ШУ1, ШУ2 — широкополосные усилители; СМ1, СМ2 — смесители напряжений; ФД — фазовый детектор; АЦП — аналого-цифровой преобразователь напряжения; ОЗУ1...ОЗУ3 — оперативные запоминающие устройства; МС — микропроцессорная система; Инт — интерфейс; ПК — персональный компьютер; БУ — блок управления.

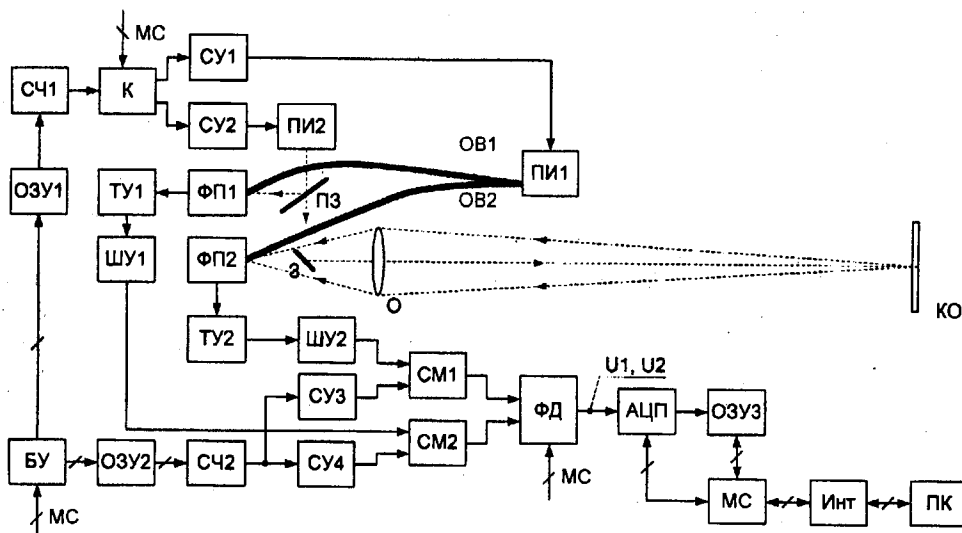


Рис. 1

Работа устройства происходит в два такта. В первом такте осуществляется измерение калиброванного расстояния L_k , в результате которого определяется частота выходного сигнала рассматриваемой измерительной системы f_{c1} , т.е. выполняется режим "оптическая калибровка" системы [6]. При этом выход синтезатора частоты СЧ1 через коммутатор К, управляемый МС, и согласующее устройство СУ1 подключается ко входу полупроводникового излучателя ПИ1. Частота выходного модулирующего напряжения СЧ1 изменяется по линейному закону путем воздействия на его вход управляющего кода, формируемого в ОЗУ1. Модулированное оптическое излучение ПИ1 через оптические волокна ОВ1 и ОВ2 направляется на фотоприемники ФП1 и ФП2 опорного и измерительного каналов соответственно. Длина ОВ1 выбирается меньшей, чем ОВ2. При этом временные задержки оптических сигналов, попадающих на ФП1 и ФП2, различные, чем обеспечивается измерение в этом режиме выбранного значения калиброванного расстояния (например, можно выбрать разность оптических длин ОВ1 и ОВ2, соответствующей измеряемому расстоянию, равному 4 метрам).

Во втором такте производится измерение расстояния L_n до контролируемого объекта КО и определяется частота выходного сигнала измерительной системы f_{c2} . В этом случае выход синтезатора частоты СЧ1 через коммутатор К, управляемый МС, и согласующее устройство СУ2 подключается ко входу полупроводникового излучателя ПИ2. Модулированное оптическое излучение ПИ2, отразившись от полупрозрачного зеркала ПЗ, попадает на вход ФП1. Одновременно излучение ПИ2, пройдя ПЗ и отразившись от зеркала З, через объектив О направляется на контролируемый объект КО. Отражившись от КО, световое излучение через О попадает на фотоприемник ФП2.

В каждом из тактов работы измерительной системы оценивается фазовый сдвиг на фиксированных частотах модуляции огибающих сигналов на выходах фотоприемников ФП1 и ФП2 путем их цифровой ортогональной обработки. Это осуществляется с помощью фазового детектора ФД, аналого-цифрового преобразователя напряжений АЦП и оперативного запоминающего устройства ОЗУ3. Предварительно выходные сигналы ФП1 и ФП2 преобразуются в опорном (ТУ1, ШУ1, СМ2) и измерительном (ТУ2, ШУ2, СМ1) каналах. На основании отдельных выборок выходного сигнала ФД и полученных данных о фазовых сдвигах определяются частоты выходного сигнала измерительной системы, а по их значениям — расстояния L_k и L_n . Значение расстояния L до контролируемого объекта оценивается в соответствии с выражением $L = L_n - L_k$.

Исходя из принципа работы рассмотренной измерительной системы, оценка частоты (f_c) ее выходного сигнала осуществляется в результате под-

стройки частоты ортогональных (опорных) напряжений цифрового преобразователя Гильберта [3]. При этом корректирующее воздействие формируется по значению разности фазовых сдвигов при различных значениях времени осреднения выборок мгновенных значений нормированной амплитуды выходного сигнала системы. Предварительно на основании полученных данных о фазовых сдвигах на фиксированных частотах осуществляется быстрое преобразование Фурье и "грубо" определяется значение частоты исследуемого сигнала $f_{гр}$

$$f_{гр} = (f_{верх} - f_{ниж}) / 2,$$

где $f_{верх}$, $f_{ниж}$ — значения частотных составляющих спектрального представления выходной величины устройства на уровне 0,7 от ее максимального значения ($f_{верх} > f_{гр}$, $f_{ниж} < f_{гр}$).

В соответствии с измеренным значением $f_{гр}$ устанавливаются диапазон перестройки частоты модуляции лазерного излучения и число выборок мгновенных значений выходного сигнала устройства ($N_{выб}$) таким образом, чтобы отношение $N_{выб} / N_T$ было целым числом (N_T — численное значение периода исследуемых колебаний, приведенное к количеству выборок при выбранных параметрах устройства). Это приводит к появлению дополнительной погрешности измерения частоты вследствие отклонения измеренного значения периода исследуемого сигнала от его действительного значения. Уровень этой погрешности зависит от точности измерения частоты $f_{гр}$. В данном случае погрешность измерения $f_{гр}$ указанным выше способом составляет $\pm 5\%$, что обуславливает дополнительную погрешность от значения измеряемого расстояния примерно $\pm 0,25\%$ [3].

Для уменьшения возникающей дополнительной погрешности измерения расстояния нами предлагается повысить точность предварительной оценки частоты выходной величины устройства. В основу принципа такой оценки положена аналогия с методом определения временного положения импульсных сигналов, при реализации которого используется следящее стробирующее преобразование [7]. Ниже показано, что в рассматриваемом случае (применительно к частотной области) такой подход позволяет повысить точность предварительной оценки частоты.

Частотное представление исследуемого гармонического сигнала, полученное в результате использования алгоритма дискретного преобразования Фурье с добавлением нулей к исходному числу выборок данных и использованием выделяющей функции Хемминга [5], показано на рис. 2. Для численной оценки частоты выходного сигнала измерительной системы предлагается найти центр симметрии кривой $A(f)$, построенной путем интерполяции участков между значениями амплитуд дискретного спектра исследуемого сигнала. Точки

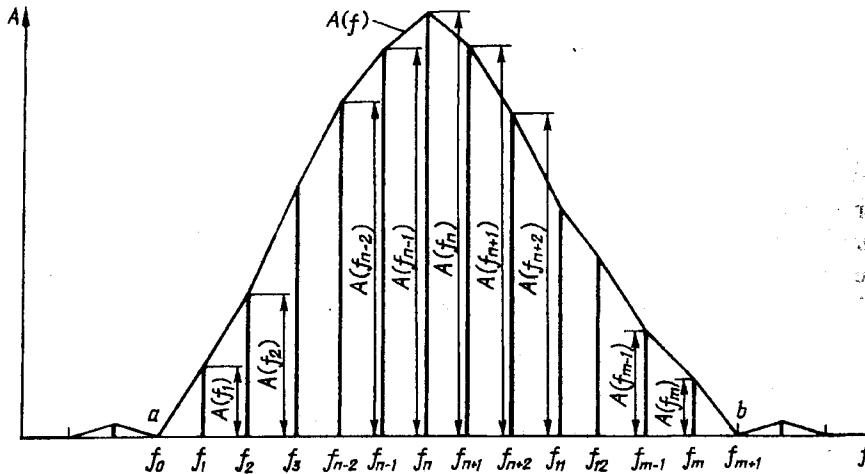


Рис. 2

"a" и "б" на этой кривой соответствуют минимальным значениям составляющих спектра (в данном случае нулю). Тогда внутри промежутка (a, б) на оси абсцисс окажутся m последовательных точек f_1, f_2, \dots, f_m ; для единообразия обозначим "a" через f_0 , а "б" — через f_{m+1} . Центр симметрии кривой $A(f)$ определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей "левой" $S_{\text{лев}}$ и "правой" $S_{\text{прав}}$ половин фигуры, ограниченной кривой $A(f)$ и участком "a, б" на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую с максимальной амплитудой $A(f_n)$. Принятый критерий [8] учитывает энергетические свойства исследуемого сигнала. В этом случае в соответствии с рис. 2 указанные площади (на рисунке они заштрихованы) с некоторым приближением могут быть найдены по формулам

$$S_{\text{лев}} = \sum_{j=1}^n A(f_j) (f_j - f_{j-1}); \quad (1)$$

$$S_{\text{прав}} = \sum_{j=1}^m A(f_j) (f_{j+1} - f_j), \quad (2)$$

где $A(f_j)$ и f_j, f_{j-1}, f_{j+1} — соответственно амплитуды и частоты спектральных составляющих сигнала; j — целые числа, $j = 1 \dots m$; n и m — целые числа (согласно рис. 2 $n=6, m=12$).

Разности $(f_j - f_{j-1})$ и $(f_{j+1} - f_j)$ в выражениях (1) и (2) при всех значениях j имеют одинаковую величину и представляют собой шаг дискретизации (частотное разрешение) Δf при спектральном представлении исследуемого гармонического сигнала. Поэтому эти разности в (1) и (2) можно вынести за знак суммы. Тогда квадраты площадей $S_{\text{лев}}^2$ и $S_{\text{прав}}^2$ будут иметь вид

$$P_{\text{лев}} = S_{\text{лев}}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^n A^2(f_j); \quad (3)$$

$$P_{\text{прав}} = S_{\text{прав}}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=n}^m A^2(f_j). \quad (4)$$

Методика определения центра симметрии кривой $A(f)$ состоит в следующем. Если вычисленные по формулам (3) и (4) $P_{\text{лев}} = P_{\text{прав}}$, то центр симметрии находится на линии, соответствующей спектральной составляющей $A(f)$. При этом предварительно частота выходной величины измерительной системы f_x может быть принята равной f_n . В случае, когда $P_{\text{лев}} > P_{\text{прав}}$, вычисляются квадраты площадей, разделенных линией спектральной составляющей f_{n-1} (рис. 2)

$$P_{\text{лев}(n-1)} = S_{\text{лев}(n-1)}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^{n-1} A^2(f_j); \quad (5)$$

$$P_{\text{прав}(n-1)} = S_{\text{прав}(n-1)}^2 = (\Delta f)^2 \sum_{j=n-1}^m A^2(f_j). \quad (6)$$

Если при последующем сравнении окажется, что $P_{\text{лев}(n-1)} < P_{\text{прав}(n-1)}$, то действительное значение частоты f_x равно

$$f_x = f_{n-1} + \Delta f \cdot \beta, \quad (7)$$

где $0 \leq \beta \leq 1$. Приняв в точке экстремума линейную модель зависимости площадей от значения β , можно записать

$$P_{\text{лев}}(\beta) = P_{\text{лев}(n-1)} + \beta [P_{\text{прав}(n-1)} - P_{\text{лев}(n-1)}]; \quad (8)$$

$$P_{\text{прав}}(\beta) = P_{\text{прав}(n-1)} - \beta [P_{\text{прав}} - P_{\text{прав}(n-1)}]. \quad (9)$$

Используя (8) и (9), находим значение β из условия равенства площадей $P_{\text{лев}}(\beta) = P_{\text{прав}}(\beta)$

$$\beta = \frac{P_{\text{прав}(n-1)} - P_{\text{лев}(n-1)}}{P_{\text{прав}(n-1)} - P_{\text{лев}(n-1)} - P_{\text{прав}} + P_{\text{лев}}} \quad (10)$$

Определив значение β в соответствии с (10), (3)...(6), после его подстановки в (7) находим значение f_x . Если при сравнении левой и правой площадей вновь $P_{\text{лев}(n-1)} > P_{\text{прав}(n-1)}$, то линия раздела площади всей фигуры проводится через точку f_{n-2} (рис. 2) и определяется значение f_x по описанной выше методике.

Аналогичным образом можно определить f_x в случае, когда $P_{\text{лев}} < P_{\text{прав}}$. Тогда общая площадь разделяется линией спектральной составляющей f_{n+1} (рис. 2) и проводятся соответствующие вычисления.

В результате электронного моделирования установлено, что погрешность оценки частоты при использовании предложенной методики не превышает 0,25%. В этом случае составляющая погрешности измерения расстояния при использовании рассматриваемой измерительной системы, обусловленная некрatным отношением числа выборок и значения измеряемого периода, пренебрежимо мала ($\Delta L < 0,002$ мм).

Более существенное влияние на метрологические характеристики фазово-частотного измерителя расстояния оказывает составляющая погрешности, обусловленная неидентичностью и нестабильностью фазо-частотных характеристик измерительного и опорного каналов измерителя. Проанализируем эту составляющую погрешности.

С этой целью для учета инерционности высокочастотных звеньев ТУ1, ШУ1 опорного канала и ТУ2, ШУ2 измерительного канала считаем, что их частотные характеристики аппроксимируются R-С звеном 1-го порядка с полосой пропускания, равной 150 МГц. Максимальная частота модуляции лазерного излучения $f_M = 100$ МГц. Тогда фазовый сдвиг, вносимый инерционными звеньями каждого из каналов устройства, можно представить в виде

$$\varphi_{\text{вн}}(i) = \arctg\left(2\pi(i/i_m)f_M\tau_{\text{э}}\right), \quad (11)$$

где i — номер выборки; i_m — максимальное количество выборок; $\tau_{\text{э}}$ — эквивалентная постоянная времени высокочастотной части прибора, которую можно определить из соотношения $2\pi f_M \tau_{\text{э}} \approx 0,7$. Если $i = i_m$, то максимальное значение вносимого фазового сдвига равно примерно 35° . Полагаем, что безразмерный коэффициент γ , определяющий различие между значениями $\tau_{\text{э}}$ опорного и измерительного каналов, может быть равен 0,9...1,1 (при этом имеет место и нестабильность значения $\tau_{\text{э}}$, составляющая $\pm 10\%$). Отсюда уточненное выражение для выходной величины устройства с учетом неидентичности фазо-частотных характеристик каналов можно представить в виде

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i), \quad (12)$$

где φ_0 — начальный фазовый сдвиг; ω_c — угловая частота, пропорциональная измеряемому расстоянию; $\Delta\varphi_i$ — фазовый сдвиг из-за неидентичности фазо-частотных характеристик каналов. В свою очередь можно записать

$$\Delta\varphi_i = \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_M \tau_{\text{э}}\right) - \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_M \tau_{\text{э}} \gamma\right). \quad (13)$$

Для уменьшения погрешности, обусловленной наличием $\Delta\varphi_i$, необходимо ввести в преобразовательные процессы корректирующее воздействие $\Delta\varphi_{\text{ки}}$ таким образом, чтобы исследуемый сигнал имел вид

$$U(i) = \sin(\varphi_0 + \omega_c i + \Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{\text{ки}}). \quad (14)$$

Значение $\Delta\varphi_{\text{ки}}$ в выражении (14) можно представить в виде

$$\Delta\varphi_{\text{ки}} = \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_M \tau_{\text{э}}\right) - \arctg\left(2\pi \frac{i}{i_m} f_M \tau_{\text{э}} \gamma_x\right) \quad (15)$$

Значение коэффициента γ_x практически можно оценить следующим образом.

Полагаем, что разность оптических длин волокон ОВ1 и ОВ2 измерена с относительно большой точностью. В этом случае действительное значение расстояния в режиме оптической калибровки ($L_K \approx 4$ м) можно представить в виде $L_x = L_K + \Delta L$, где значение ΔL обусловлено отличием длин ОВ1 и ОВ2 от заданных значений и различным расстоянием между излучателем и фотоприемником в каждом из тактов измерений, $\Delta L/L_K < 1$. Определяем значение кумулятивного фазового сдвига при максимальном значении частоты модуляции ($f_M = 100$ МГц), которое соответствует выражению

$$\varphi_1 = 4\pi + 4\pi \Delta L/L_K + \arctg(\omega_M \tau_{\text{э}}) - \arctg(\omega_M \tau_{\text{э}} \gamma_x). \quad (16)$$

Выставив в цепи управления синтезатора частоты СЧ1 код, соответствующий значению частоты модуляции $f_M = 50$ МГц, получим измеренное значение фазового сдвига

$$\varphi_2 = 2\pi + 2\pi \Delta L/L_K + \arctg(0,5\omega_M \tau_{\text{э}}) - \arctg(0,5\omega_M \tau_{\text{э}} \gamma_x). \quad (17)$$

Решая уравнения (16) и (17) относительно ΔL и γ_x , находим их значения. Тогда, зная γ_x , для коррекции погрешности измерения расстояния, обусловленной неидентичностью фазово-частотных

характеристик опорного и измерительного каналов устройства, необходимо сделать следующее. Исходя из принципа работы устройства, перед подстройкой частоты ортогональных составляющих цифрового преобразования Гильберта по результатам измерения фазовых сдвигов φ_{ni} на фиксированных частотах модуляции значения φ_{ni} корректируются в соответствии с выражением

$$\varphi_{ni}' = \varphi_{ni} - \Delta\varphi_{ki}, \quad (18)$$

где $\Delta\varphi_{ki}$ определяется с учетом (15). Таким образом, после коррекции исследуемый сигнал будет иметь вид

$$U(i) = \sin(\varphi_{ni} - \Delta\varphi_{ki}). \quad (19)$$

Для уменьшения влияния случайной погрешности при определении ΔL и γ_x , обусловленной кратковременной нестабильностью параметров преобразовательных звеньев, измерение значений φ_1 и φ_2 желательнее осуществлять поочередно с частотой коммутации, равной 3...5 Гц [4]. При этом число тактов коммутации N_k определяется отношением сигнал-шум (ρ) и заданной точностью оценки ΔL и γ_x . Например, для одного такта коммутации случайная составляющая погрешности при определении ΔL равна

$$\Delta L_{сл} = \lambda / \rho \cdot 2\pi, \quad (20)$$

где λ — эквивалентная длина волны модулирующего напряжения, $\lambda = c / 2f_M$ (c — скорость света, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с). При $\rho = 100$ и $f_M = 50$ МГц в соответствии с (20) $\Delta L_{сл} \approx 4,8$ мм. Задав значение случайной погрешности не более 0,1 мм, найдем N_k из соотношения $\Delta L_{сл} / \sqrt{N_k} \leq 0,1$ мм. Тогда $N_k \geq 2300$.

Корректирующее воздействие $\Delta\varphi_{ki}$ (15) оценено в процессе оптической калибровки, где $i_m = 200$ (измеряемое расстояние 4 м). Поскольку зависимость $\Delta\varphi_{ki}$ от значений τ_3 и γ_x нелинейная и предполагается, что значение полосы пропускания уси-

лителей ШУ1 и ШУ2, а, следовательно, и постоянной времени τ_3 , определяется с погрешностью $\pm 10\%$, то при измеряемых расстояниях, отличающихся от 4 м, т.е. при изменении диапазона частотной перестройки частоты модуляции, погрешность из-за неидентичности фазо-частотных характеристик каналов компенсируется не полностью. Как показали исследования, максимальное значение эта погрешность принимает при $i_m = 160$ (измеряемое расстояние равно 5 м). Установлено, что в худшем случае ее значение соответствует 0,05 мм. При измерении расстояний, больших 5...6 м, указанная погрешность имеет меньшее значение.

Таким образом, проведенный анализ погрешностей измерения расстояний, возникающих при практическом применении фазово-частотного метода, и предложенные меры для их уменьшения позволяют повысить метрологические характеристики рассмотренного класса лазерных дальнометров.

1. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение фазово-частотного метода измерения расстояний в лазерной дальнометрии // Техн. электродинамика. — 2004. — № 6. — С. 56—59.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / Учеб. для ВУЗов. Изд. 3-е, перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1977. — 608 с.

3. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии // Техн. электродинамика. — 2008. — № 6. — С. 65—70.

4. Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальнометров // Техн. электродинамика. — 1996. — № 1. — С. 61—64.

5. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 584 с.

6. Михеечев В.С. Геодезические светодальнометры. — М.: Недра, 1979. — 222 с.

7. Skolnik M.I. Introduction to Radar System. — McGraw, 1981. — 582 p.

8. Van Trees. Detection, Estimation and Modulation theory, part 1. — John Wiley and Inc, USA: 2001. — 690 p.

Надійшла 14.10.2008

УДК 621.3: 620.9: 681.51/54

Г.Г.ПІВНЯК, академік НАН України (Нац. гірничий ун-т, м. Дніпропетровськ)

Національний гірничий університет — 110 років педагогічної діяльності і наукових досягнень

Здійснено аналіз педагогічної та наукової діяльності Національного гірничого університету з моменту його заснування. Наведено основні результати наукових досліджень та розробок вчених університету в галузі електротехніки та електроенергетики.

Выполнен анализ педагогической и научной деятельности Национального горного университета с момента его основания. Приведены основные результаты научных исследований и разработок ученых университета в области электротехники и электроэнергетики.

Національний гірничий університет (НГУ) — один з найстаріших державних вищих технічних навчальних закладів України — заснований у 1899 році. Його динамічний розвиток сприяв становленню в Україні інженерної освіти і створенню при Національній академії наук (НАН) України наукових шкіл світового рівня. У гірничому університеті працювали визнані вчені: академіки О.І.Бродський, О.Н.Динник, В.А.Лазарян, В.П.Нікітін, М.О.Павлов, Л.В.Пісаржевський, М.С.Поляков, В.М.Потурав, М.М.Протод'яконов, О.М.Терпигорев, М.М.Федоров, Л.Д.Шевяков. Вагомий внесок у розвиток науки внесли професори університету, члени академії Ф.О.Абрамов, А.Ф.Булат, Е.І.Єфремов, Д.П.Коновалов, К.Ф.Тяпкін, А.Г.Шарпур, О.З.Широков.

Сьогодні Національний гірничий університет — сучасний науково-освітній центр, для якого характерні фундаментальність і системність знань, поєднання освіти, науки й інновацій в єдиний комплекс, високий рівень міжнародних зв'язків. За оцінкою ЮНЕСКО вуз входить до трійки провідних технічних університетів України. Відповідність часу — визначальний пріоритет діяльності гірничого університету.

Наукові школи університету стали основою створення 20 вищих навчальних закладів і 9 наукових установ і організацій НАН України.

Сучасний НГУ спрямовує свою діяльність на забезпечення інноваційного розвитку економіки шляхом створення розвинутої бази ресурсів України і наукомістких технологій їх ефективного використання. Прагнення до формування професійних якостей випускників на базі глибоко фундаментальної підготовки залишається характер-

ною ознакою його навчальної діяльності. Базовими складовими НГУ є 9 факультетів, 4 інститути (електроенергетики, економіки, заочно-дистанційної освіти, безперервної освіти), 4 коледжі і технікуми.

Сьогодні в НГУ навчаються понад 20 тис. студентів за 41 спеціальністю 30-ти напрямів підготовки. Якісний європейський рівень освіти і науки в НГУ гарантується потужним професорсько-викладацьким корпусом, впровадженням інноваційних освітніх технологій і гуманітарної підготовки, розвинутою інфраструктурою сучасного забезпечення навчального процесу.

У НГУ створено сучасні інноваційні структури: науково-освітній центр як грант США, кафедри і лабораторії, інститути (разом з НАН і АПН України), науково-виробничі комплекси з проблем безпеки (за підтримкою бізнесу), енергетики, інфокомунікацій, вугілля і машинобудування. На базі НГУ діють Дніпропетровський центр наукового парку "Київська політехніка", Міжнародний університет ресурсів (IUR).

Основу інформаційної інфраструктури гірничого університету складає потужний парк сучасних комп'ютерів і загальна університетська мережа, що поєднує 1337 робочих станцій. Архітектура мережі, ідеологія побудови дозволяють користувачам мати доступ до Internet. Отримали значного розвитку інформаційно-комунікаційні ресурси і системи: використання європейської наукової мережі GEANT2, створення вітчизняної GRID-інфраструктури, розробка багатофункціональних науково-освітніх порталів.

У 2002 р. в університеті на базі існуючого електротехнічного факультету створено Інститут електроенергетики. До його складу входять електро-

технічний факультет та факультет інформаційних технологій, науково-технічні Центри енергозбереження й енергоменеджменту, захисту інформації, автоматизації гірничої та металургійної промисловості. В інституті навчаються студенти за 16 спеціальностями з 14 напрямів підготовки. Ведеться підготовка докторів і кандидатів наук. Вчені Інституту електроенергетики активно співпрацюють з установами Національної академії наук України, іншими науковими установами, промисловістю та бізнесовими структурами, мають сталі зв'язки з провідними технічними університетами та фірмами країн Західної Європи і Північної Америки. У Національному гірничому університеті діє Навчально-науковий інститут гірничої та металургійної електроенергетики МОН та НАН України, у діяльності якого беруть безпосередню участь науково-педагогічний склад і студенти Інституту електроенергетики.

Дослідження, що виконуються в інституті, мають наукове і практичне значення, сприяють розвитку промислового та енергетичного потенціалу країни [1—6]. Під керівництвом академіка НАН України Г.Г.Півняка здійснюється розробка наукових основ підвищення ефективності систем електропостачання та енергозбереження у вугільній галузі, енергомоніторингу та управління підземним електропостачанням, що забезпечує оперативну інформаційно-методичну підтримку при вирішенні задач енергозбереження, контролю завантаження устаткування і пропускної спроможності елементів складно-розгалужених підземних електричних мереж та устаткування на вугільному підприємстві.

Виконано теоретичний аналіз експлуатаційних характеристик тягових мереж. Розроблено системи передачі енергії з ємнісною компенсацією, математичні моделі для оцінки взаєміндуктивності з обмотками енергоприймача, витрат провідникових матеріалів, втрат потужності у провадах мережі. Визначено умови, за яких забезпечуються достатньо високі експлуатаційні характеристики системи електропостачання пересувних електроспоживачів. Проведено аналіз електромагнітного впливу струму в тяговій мережі на сторонні електропровідні кола з позицій вибухонебезпеки у середовищі вугільної шахти. Створено нові конструкції енергоприймачів. Запропоновано комплексне рішення з поєднанням лінійного двигуна, суміщеного з енергоприймачем. Досліджено структуру електромагнітного поля у перетині гірничої виробітки. Створено й застосовано нову математичну модель поглинання електромагнітної енергії елементами навколишнього середовища у відкаточному штреку.

Розроблено принцип дії і пристрій селективного захисту від несиметричних пошкоджень для розподільних мереж напругою 6—10 кВ, заснований на використанні накладених на мережу бі-частотних оперативних синусоїдальних сигналів. Реалізовано комбінований режим заземлення нейтралі

для розподільних мереж напругою 6—35 кВ із струмом однофазного замикання на землю більше 10—15 А. Для кар'єрних систем електропостачання розроблено структуру і алгоритм, обґрунтовано технічні характеристики, реалізовано пристрій автоматичного повторного включення з випереджачим контролем напруги вибігу електродвигуна і опору ізоляції приєднання для кар'єрних розподільних мереж напругою 6 кВ. Запропоновано інженерний метод непрямого дискретного визначення значень провідності ізоляції та її активної і реактивної складових окремих фаз у трифазній електричній мережі з ізолюваною нейтраллю, заснований на штучному отриманні напруги зсуву нейтралі шляхом включення додаткової активної провідності до фаз мережі; використання диференційного принципу для чутливого захисту контактної мережі від коротких замикань і замикання на землю. Розроблено пристрій диференціального захисту для тягової мережі змінного струму напругою 10 кВ з декількома рухомими споживачами від коротких замикань, замикань на ґрунт при обриві контактної дроту і торканні ковшем екскаватора контактної дроту; спосіб і пристрій охоронної сигналізації для електричних мереж, що дозволяють визначати місце пошкодження ліній електропередачі при відсутності робочої напруги, незалежно від відстані до місця пошкодження; систему автоматичного контролю справності індукційних засобів обліку електроенергії і визначення несанкціонованого підключення і відбору електроенергії.

Створено системи електропостачання та автоматизації складних електроенергетичних комплексів. Наукові дослідження спрямовано на зниження питомих енерговитрат процесів видобутку і транспортування вугілля за рахунок автоматизації технологічних процесів.

Визначено закономірності зміни енергозберігаючого режиму роботи вугільного комбайну при різних конструктивних рішеннях виконавчого органу та режимах навантаження. На цій основі створено автоматичну систему управління комбайном, що забезпечує мінімальне питоме споживання електроенергії.

Кафедрою електропривода Національного гірничого університету виконано дослідження і здійснено розробку методів та засобів ідентифікації параметрів електропривода з урахуванням несиметрії електромеханічного перетворювача. Розроблено і удосконалено модель асинхронного двигуна з використанням методу симетричних складових з урахуванням несиметрії параметрів електричної машини. Проведено аналіз впливу електричної несиметрії на показники перехідного процесу пуску двигуна при несиметрії як по статору, так і по ротору.

Здійснюється науковий пошук розв'язання проблем поліпшення пускових характеристик електроприводів з пружними зв'язками, дослідження системи керування за принципом послідовної корекції

з використанням нечіткого керування.

Отримано уточнені моделі магнітного кола двигунів, нові закономірності формування напруги регулятора живлення обмотки статора у пускових режимах та амплітуди і фази змінної напруги реверсивного збудника з метою забезпечення бажаних динамічних властивостей потужних синхронних приводів.

При дослідженні систем автоматизованого електроприводу технологічних установок вирішується ряд проблем підвищення їхньої ефективності та заощадження енергії. Набула подальшого розвитку теорія активної послідовної корекції з використанням нечіткого керування в системах регулювання електроприводів у складних електромеханічних установках. Створено теорію роботи електромеханічного приводу обертання та електродіромеханічного приводу спуско-піднімальних операцій. Розроблено системи управління приводами постійного та змінного струму обертання і спуско-піднімальних операцій поставу.

Запропоновано розподілену за функціями багаторівневу систему енергомоніторингу і управління підземним електропостачанням вугільних підприємств, що побудована на основі інформаційних технологій з перенесенням частини "інтелекту" з верхніх рівнів на нижні. Використано новий імітаційний метод вимірювання базових електричних величин у мережі системи підземного електропостачання.

Розроблено принципи структурної побудови та функціонування систем енергоменеджменту вугільних шахт. Визначено центри обліку енергії, місця установки додаткових лічильників енергії. Запропоновано перелік технологічних параметрів, що визначають рівень енергоспоживання та встановлено вимоги до контрольованих параметрів. Обґрунтовано застосування регресійного аналізу для контролю енерговитрат з використанням лінійної регресії та періодичним поновленням з урахуванням зміни режимів роботи устаткування та структури об'єкта.

Одним із перспективних напрямів досліджень у галузі інформаційних технологій є розробка операційного Grid-центру. Розроблено структурну модель ресурсо-операційного Grid-центру географічно розподіленої інфраструктури та виконано аналіз розвитку і впровадження Grid-систем, платформ, засобів реалізації та інтеграції, необхідних для створення Дніпропетровського ресурсо-операційного Grid-центру.

У навчальній роботі Інститутом електроенергетики спільно з Навчально-науковим інститутом гірничої та металургійної електроенергетики розроблено індивідуальні навчальні плани підготовки магістрів з урахуванням принципів Болонського процесу; здійснюється навчання студентів, стажування аспірантів та викладачів в Ройтлінгерському університеті техніки і економіки (Німеччина), виконання спільних наукових проектів з Ройтлінген-

ським та Есслінгнським технічними університетами і Фрайберзькою гірничо-металургійною академією (Німеччина), Краківською гірничо-металургійною академією та Вроцлавським технічним університетом (Польща).

Розвиваються інтеграційні процеси у форматі "наука-освіта-технології" у Навчально-науково-виробничому комплексі "Енергія", до складу якого входять:

- Національний гірничий університет;
- Відкрите акціонерне товариство "Дніпровський машинобудівний завод";
- Державне акціонерне товариство "Конструкторське бюро "Дніпровське";
- Міжнародна Науково-Промислова Корпорація "ВЕСТА".

Освітні програми Національного гірничого університету враховують потреби розвитку галузей вітчизняної промисловості. Поновлення наукоємного виробництва, зростання зацікавленості бізнесу у підготовці інженерних і наукових кадрів орієнтують університет на якісно нову діяльність. Сучасні вимоги інновацій об'єднують виробництво, науку, освіту і бізнес. Нові знання для технологічних спеціальностей стають комплексними, проблемно орієнтованими і міждисциплінарними. Тому випускник гірничого університету має цілісні знання як за фахом, так і з ринкових і інноваційних механізмів, володіє іноземними мовами, вміє застосовувати ці знання на практиці.

Ми удосконалюємо навчальні програми шляхом впровадження інноваційних освітніх технологій, у тому числі на основі інтерактивних методів навчання. Як свідчить практика, найбільш ефективними шляхами рішення проблеми відновлення матеріальної бази університету є застосування комп'ютерного моделювання технологічних процесів, процесів проектування й експлуатації устаткування, максимальне використання матеріальної бази дослідних інститутів і сучасних підприємств (Павлоградський хімзавод, Дондіпровуглемаш, Дніпровський машзавод, МакНДІ, підприємства вугільних компаній).

НГУ, як і провідні європейські університети, під впливом факторів інноваційного розвитку перетворюється в економічну корпорацію, що пов'язана з наукоємним виробництвом і поширенням знань. Усі ланки університетських структур самовизначаються за ознаками конкурентноздатності і прибутковості. У цьому є ключ до успіху.

Організаційна форма для такої інтеграції ґрунтується на ідеї дослідницьких університетів, що створюють загальне освітньо-наукове середовище, де наука надає для вивчення останні досягнення, формуючи зміст освіти. А освітня компонента наповнює наукову сферу талановитою молоддю з метою підготовки майбутніх вчених, що володіють сучасною методологією науки. У таких університетах практично зникає межа між дослідженням і дипломною або курсовою роботою, викладачем і

вченим.

Активне співробітництво з академічною наукою, університетами України і зарубіжжя, підприємствами є важливою складовою науково-інноваційної діяльності гірничого університету.

З метою інтеграції вузівської й академічної науки, забезпечення широкого залучення провідних учених НАН і АПН України до співробітництва з НГУ діють інститути подвійного підпорядкування як структурні підрозділи університету, такі як вже названий Навчально-науковий інститут гірничої і металургійної електроенергетики, Інститут економіки промислового розвитку, Інститут гуманітарних проблем, Інститут педагогіки вищої технічної освіти, регіональне відділення Інституту козацтва Інституту історії України НАН України.

Створено Інститут з проектування гірничих підприємств, авторизований центр фірми "Шнейдер електрик" (Франція), базовий навчальний Центр з інформаційних CAD/CAM/CAE/PDM і CALS технологій. Ці інститути ефективно працюють, розвиваючи сферу наукових досліджень, підвищуючи якість підготовки інженерних і наукових кадрів.

Міжнародну діяльність університету спрямовано на європейську інтеграцію вузу в освітнє і наукове співтовариство, визнання вузу, його наукових шкіл як рівноправного партнера у сферах підготовки кадрів, виконання наукових досліджень і розробки високих технологій. Тут використовуються можливості, надані міжнародними угодами України. Гірничий університет має тісні зв'язки з більш ніж 100 закордонними партнерами сорока країн Європи, Азії, Америки.

Університет — активний член престижних міжнародних освітніх і наукових організацій: Міжнародного товариства з інженерної педагогіки IGIP, Європейського товариства з інженерної освіти SEFI, Міжнародної асоціації з економії електроенергії IAEE, Міжнародного товариства із збагачення корисних копалин, Міжнародного товариства з геомеханіки ISRM, Міжнародної конфедерації маркетингу, Україно-Польсько-Американського консорціуму з удосконалювання бізнесу-освіти CEUME, Всесвітнього гірничого конгресу, європейської мережі гірничих, металургійних і нафтогазових університетів.

НГУ прийнято у такі визнані міжнародні про-світительські організації, як "Велика Хартія уні-

верситетів" і "Мережа університетів країн Чорноморського регіону (BSUN)".

Ключова роль університетів у сучасному світі визначається формуванням інноваційно підприємницької моделі вузу з науково-промисловим комплексом. Університети повинні не тільки вчити, але і впливати на ситуацію в регіоні та державі. Ці принципи покладено в основу діяльності гірничого університету. Його наукові дослідження міждисциплінарного рівня, пов'язані з високотехнологічним виробництвом, є тією базою, на якій створюється університет дослідницького рівня.

Стратегічна мета гірничого університету — досягнення високої якості навчального процесу шляхом упровадження новітніх освітніх технологій в умовах виконання фундаментальних і прикладних наукових досліджень, інноваційної діяльності, відповідного кадрового забезпечення, перетворення університету у міжнародно визнаний потужний науково-навчальний комплекс.

1. Півняк Г.Г., Винославський В.М., Рибалко А.Я., Несен Л.І. Перехідні процеси в системах електропостачання / Підручник для ВУЗів за ред. академіка НАН України Г.Г.Півняка. Вид. 2-е, допрац. та доп. — Дніпропетровськ: Вид-во НГА України, 2000.

2. Півняк Г.Г., Пилов П.И., Бондаренко В.И., Салли В.И., Яценко Ю.П., Сургай Н.С., Тулуб С.Б. Развитие угольной промышленности — составная часть энергетической стратегии Украины // Горный журнал. — 2005. — № 5.

3. Півняк Г.Г., Бешта А.С., Заика В.Т., Разумный Ю.Т. Регулирование электропотребления на горнодобывающих предприятиях Украины // Горный журнал. — 2005. — № 5.

4. Півняк Г.Г. Кириченко В.И., Боровик Р.А., Кириченко В.В. Компенсация возмущений в синхронном приводе барабанных мельниц с упругой связью // Вісник Нац. техн. ун-ту "Харківський політехнічний інститут". — 2005. — № 45.

5. Jurij Rasumny, Eugen Nolle, Nikolaus Neuberger. Energieversorgung und-einsparung in der Ukraine. // International FHTE Intern. — 2005. — № 22.

6. Nolle E., Neuberger N, Бешта А.С. Частотно-зависимая модель асинхронного двигателя при питании от частотного преобразователя // Вестник Нац. техн. ун-та "Харьковский политехнический институт". — 2005. — № 45.

Надійшла 08.12.08

Розвиток методу послідовної корекції з використанням нечіткого керування для електроприводу обертання бурового верстата

Досліджено частотні характеристики об'єкта управління приводу обертання бурового верстата. Знайдено характеристичні частоти додаткових передатних ланок, що обумовлені пружними властивостями трансмісії. Знайдено алгоритми керування, що подавляють коливання в системі керування. Використано ідеї нейро-нечіткого керування для подавлення коливань у системі керування.

Исследованы частотные характеристики объекта управления привода вращателя бурового станка. Найденны характеристические частоты дополнительных передаточных звеньев, обусловленные упругими свойствами трансмиссии. Найденны алгоритмы управления, подавляющие колебания в системе управления. Использованы идеи нейро-нечеткого управления для подавления колебаний в системе управления.

Постановка проблеми і зв'язок з науковими і практичними завданнями. Тенденція застосування регульованого частотного електроприводу з короткозамкненим асинхронним двигуном замість приводів постійного струму пояснюється кращими експлуатаційними характеристиками і технологічними досягненнями в галузях силової електроніки, цифрових систем керування та теорії автоматизованого електроприводу [5].

Тиристорні приводи постійного струму є низькочастотними фільтрами, які ефективно подавляють коливання, що виникають у трансмісії бурового верстата.

Широтно-імпульсне керування транзисторними інверторами напруги характеризується більшою частотою комутації, ніж у тиристорного приводу постійного струму. Це приводить до розширення смуги пропускання приводу змінного струму. У асинхронного двигуна момент інерції ротора більш, ніж у чотири рази менший моменту інерції двигуна постійного струму. Такі технічні зміни у приводних системах призводять до підвищеного впливу електрорушійної сили (ЕРС) двигуна і пружних властивостей трансмісії на контури керування асинхронного двигуна.

На рис. 1 показано частотні характеристики розімкнених контурів керування приводів постійного і змінного струмів та частотна характеристика самого поставу. На рисунку позначено: логарифмічні амплітудні і фазові частотні характеристики розімкнених контурів струму і частоти обертання приводів постійного $W_{ркт1}(\omega)$, $W_{ркс1}(\omega)$ змінного $W_{ркт}(\omega)$, $W_{ркс}(\omega)$ струмів і бурового поставу $W_c(\omega)$ з частотами зрізу контурів струму і швидкості приводів постійного $\omega_{сркт1}$, $\omega_{сркс1}$ і змінного $\omega_{сркт}$, $\omega_{сркс}$ струмів.

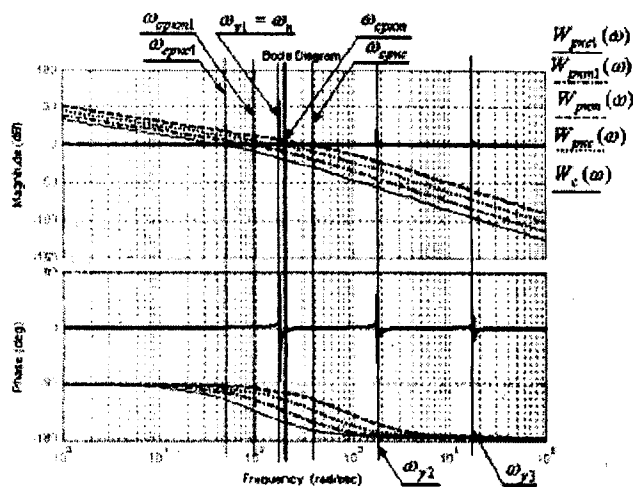


Рис. 1

Частотний аналіз системи трансмісії приводу обертання бурового верстата виявляє додаткові динамічні ланки в контурах регулювання, які не враховуються у загальнопромисловому приводі [7].

Мета досліджень. Визначення коригуючих регуляторів, які подавляють вплив пружних коливань бурового поставу на динаміку системи керування з використанням принципу векторного керування асинхронним двигуном та ідеї нейро-нечіткого керування.

Матеріал досліджень. При роботі бурильної колони виникають поздовжні, поперечні та крутильні коливання. Поперечні та поздовжні коливання на динаміку роботи приводної системи безпосереднього впливу не мають [1]. Неврахування пружних крутильних коливань поставу в приводі змінного струму впливає на функціонування системи керування, погіршує показники якості переміщених процесів електромеханічної установки.

Розглянемо буровий постав як стрижень кільцевого поперечного перерізу, що піддається вісьовому тиску і крутінню в процесі роботи зі значною кількістю власних частот коливань. Амплітуди власних частот коливань поставу швидко загасають зі збільшенням порядкової частоти. Тому при дослідженні приймаємо тільки частоту найнижчих коливань ω_n , що попадає в смугу пропускання контурів струму і частоти обертання. Інші частоти, що не потрапили у цю смугу, не враховуємо. Такі припущення призводять до розрахункової схеми крутильних коливань приводу обертання з двома зосередженими масами: ротора асинхронного двигуна і зведеної до валу ротора маси бурового поставу. Ці дві маси з'єднуються пружним елементом, жорсткість якого визначає мінімальну частоту крутильних коливань поставу

$$\omega_n = \frac{1}{T_y} = \left[\frac{c \cdot (J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2} \right]^{0,5}$$

де ω_n — нижнє значення власної частоти коливань поставу; T_y — стала часу пружних коливань; c — коефіцієнт жорсткості матеріалу бурового поставу; J_1, J_2 — момент інерції ротора двигуна і зведений до валу двигуна момент інерції бурового поставу.

Визначимо алгоритми керування динамічними процесами у контурах струму, частот обертання двигуна поставу, що компенсують негативний вплив на динаміку електроприводу поставу його трансмісії.

При обраній розрахунковій схемі з'являються додаткові динамічні ланки у контурах керування [2,6]. Так, у контурі струму з'являється ланка з поліномами четвертого порядку, у контурах частоти обертання вала і бурового поставу — другого порядку.

У струмовому контурі крім традиційної аперіодичної ланки, яка обумовлена електромагнітною сталою часу, з'являються дві додаткові динамічні ланки. Перша пов'язана із впливом оборотної ЕРС ротора асинхронного двигуна, а друга — із впливом на контур основної частоти коливань бурової колони з масою, розподіленою за її довжиною.

Якщо в контурах частот обертання вала двигуна або поставу частини передатних функцій об'єкта керування, що компенсуються, мають однаковий вигляд, то в контурі струму залежно від вибору частини передатної функції, що компенсується, передатна функція регулятора струму має вигляд ПІ динамічної ланки при компенсації електромагнітної сталої часу T_1 , або ПІІ — при компенсації електромагнітної сталої часу і форсуючої дії оборотної ЕРС асинхронного двигуна, і такий самий вигляд — при компенсації найменшої частоти сполучення полінома знаменника додаткової передатної ω_{KT2} функції [8]

$$\omega_{KT2} = \text{Im} \left\{ \frac{T_1 T_{EM} + T_y^2}{2 T_1 T_{EM} T_y^2} \cdot \left[1 - \frac{4 T_1 T_{EM} T_y^2}{\gamma (T_1 T_{EM} + T_y^2)^2} \right]^{\frac{1}{2}} - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

де T_{EM} — електромеханічна стала часу.

Залежно від вибору частини об'єкта керування, що компенсується, в контурі залишається некомпенсована частина, яка впливає негативно на динаміку всієї системи керування.

Для подавлення пружних коливань поставу можна ввімкнути додаткові регулюючі ланки паралельно до основних регуляторів або перерахувати їх дію на вихід регулятора струму. Останнє доцільніше, тому що коригувальний вплив подається на самий швидкодіючий контур. Алгоритми роботи регуляторів при такому способі подавлення коливальних процесів у системі керування наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Контур		Алгоритм роботи регулятора контуру	Алгоритм коригування впливу додаткових ланок у контурі
Струму	I_C	A	$\frac{p^2 \gamma T_y^2 + 2 p \xi T_y + 1}{B} \cdot A$
		$A + \frac{R_s + K_r^2 R_r}{a_T T_\mu p^2 T_{EM} \gamma K_{\Pi}}$	$\frac{p^2 (\gamma - 1) T_y^2}{B + p 2 \xi T_y + 1} \cdot A$
		$\frac{C}{p T_{EM} \gamma}$	$\frac{(T_4^2 - T_y^2) p^2 + 2 (\xi_4 - \xi_y) T_4 p}{T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1} \cdot C$
Швидкості	ω_D	D	$\frac{p^2 (1 - \gamma)}{p^2 \gamma T_y^2 + p 2 \xi T_y + 1} \cdot D$
	ω_{Π}	D	$\frac{p^2 \gamma T_y^2}{p 2 \xi T_y + 1} \cdot D$

Тут позначено: I_C — ток статора; ω_D — частота обертання двигуна; ω_{Π} — частота обертання поставу; K_{Π}, T_{μ} — коефіцієнт передачі напівпровідникового перетворювача, мала "некомпенсована" стала часу; R_s, R_r — резистивні опори статорної і роторної обмоток; T_{M1}, T_{M2} — механічні сталі часу електродвигуна, поставу; γ — коефіцієнт співвідношення інерційних мас системи; K_r, p_n — коефіцієнт зведення і число пар полюсів асинхронного двигуна; ψ_r — потокозчеплення ротора; ξ_y, T_y — коефіцієнт демпфування і стала часу пружних коливань поставу;

$$A = \frac{T_1 p + 1}{a_T T_{\mu} p} \cdot \left(\frac{K_{\Pi}}{R_s + K_r^2 R_r} \right)^{-1};$$

$$B = p T_{EM} \gamma T_y \left[p^3 T_1 T_y + p^2 (T_1 2 \xi + T_y) + \right]$$

$$+p \left(T_1 T_y^{-1} + 2\xi \right) + T_y^{-1} \Big];$$

$$C = \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{a_T T_\mu p K_\Pi / (R_s + K_r^2 R_r)};$$

$$D = \frac{\gamma T_{M1}}{a_c a_T T_\mu} \cdot \frac{K_p p \psi_r}{R_s + K_r^2 R_r} \cdot \frac{pb_c a_c T_\mu + 1}{pb_c a_c T_\mu}.$$

Друга колонка в табл. 1 — це величина, що контролюється.

Усі алгоритми корекції динамічних процесів містять похідні не нижче другого порядку від сигналу неузгодженості, що при наявності шумів вплине на працездатність такої компенсації. Крім того, зміна параметрів об'єкта керування призводить до нестабільності характеристичних частот коливань поставу, тому можливе налагодження алгоритмів корекції тільки в одній робочій точці контурів. Зміна кількості приєднаних бурових штанг призводить не до компенсації пружних коливань додатковими коригувальними ланками, а до збільшення коливальності системи керування.

Тому алгоритми корекції динаміки повинні мати властивості адаптації до змінних параметрів об'єкта керування.

У зв'язку з зазначеним вище вирішуємо проблему компенсації пружних коливань у контурах струму і частоти обертання шляхом застосування принципів нечіткого керування складними об'єктами, до яких належатимуть електропривод обертання бурового верстата при наявності пружних зв'язків у трансмісії.

Підхід на основі теорії нечітких множин має характерні відмінні риси: на додаток до числових змінних використовуються нечіткі величини, так звані "лінгвістичні" змінні; прості відносини між змінними описуються за допомогою нечітких висловлювань; складні відносини описуються нечіткими алгоритмами. Такий підхід дає наближені, але, в той же час, ефективні способи опису поведінки складних систем, для корекції динаміки яких потрібні адаптивні регулятори з поліномами високих ступенів у чисельнику і знаменнику передатної функції. Для збереження переваг систем керування з активною послідовною корекцією паралельно із класичними регуляторами включаємо нечіткий регулятор, функції якого будуть полягати в подавленні коливань, що виникають у системі керування через пружні коливання у буровому снаряді (рис. 2).

Структура нечіткого регулятора передбачає вибір вхідних функцій належностей, правила обробки термів, знаходження вихідного сигналу. Функції належностей можуть вибиратися, виходячи з висновків експерта, при цьому вони не визначаються однозначно. Результат підбору функцій належностей і набору правил знаходження вихідної величини

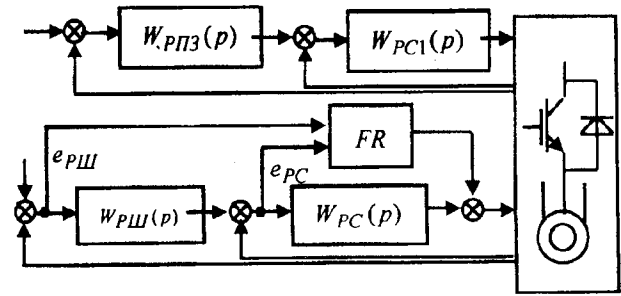


Рис. 2

ни може мати безліч комбінацій.

У нечіткому регуляторі, який досліджуємо, відсутні будь-які апіорні припущення щодо кількості і взаємного розташування функцій належностей, тому синтез нечіткого регулятора робимо у два етапи. На першому етапі обираємо кількості функцій належностей на основі кластерного аналізу вектора вхідного сигналу нечіткого регулятора.

Перевагою нечіткої кластеризації є природна інтерпретація як шуканих нечітких кластерів, що обумовлені функціями належностей, так і їхніх типових представників або центрів, які також визначаються в результаті вирішення поставленої задачі.

Процес стрибкоподібного збільшення частоти обертання двигуна від нульового значення до номінального рівня, реверсу швидкості від номінального позитивного до номінального негативного рівня, а потім зворотно від негативного до позитивно номінального значення дозволяє створити найбільш характерну вибірку даних змінних сигналів на вході і виході нечіткого регулятора, що використовується для тренування функцій належностей і правил обробки термів. Ця вибірка значень сигналів на вході і виході нечіткого регулятора доповнюється сигналами при тих самих режимах роботи, але при стрибкоподібній зміні моменту опору на шарошкочовому долоті.

Вихідною інформацією для кластеризації є матриця спостережень вхідних сигналів нечіткого регулятора D , що формується за даними залежностей величин на вході нечіткого регулятора. На рис. 3 показано осцилограми похибок e на входах регуляторів струму e_{PC} , частоти обертання $e_{PШ}$, швидкості зміни $(de_{PC}/dt, de_{PШ}/dt)$, інтеграла від похибки $(\int e_{PC} dt, \int e_{PШ} dt)$ і вихідного сигналу нечіткого регулятора $u_{ФРкор}$. Ці ж сигнали можна прорахувати аналітично, користуючися знайденою динамічною моделлю контуру керування струму [8].

Кожний рядок матриці D представляє собою значення шести ознак одного з об'єктів кластеризації — три для кожного регулятора, відповідно: пропорційна, інтегральна і диференціальна частини. Завдання кластеризації складається у розбивці об'єктів, що знаходяться в D матриці на кілька підмножин (кластерів), у яких об'єкти більш подібні між собою, ніж з об'єктами з інших кластерів. У

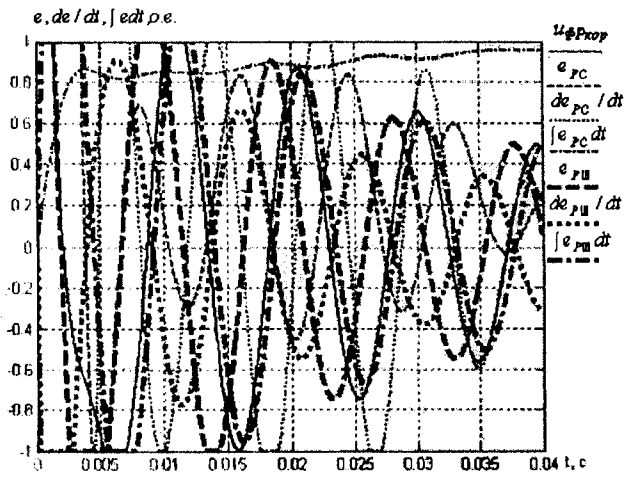


Рис. 3

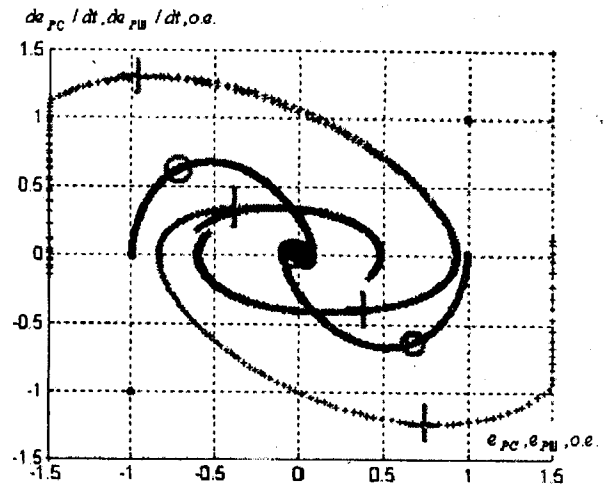


Рис. 4

метричному просторі "подібність" визначають через відстань. Відстань розраховується як між вихідними об'єктами (рядками матриці D), так і від цих об'єктів до прототипу кластерів. У розглянутому випадку координати прототипів заздалегідь невідомі — вони визначаються одночасно з розбивкою даних на кластери. У задачі, що вирішується, відсутні будь-які апіорні припущення щодо кількості нечітких кластерів, тому для знаходження кількості кластерів використовуємо метод субтрактивної кластеризації, запропонований Р.Ягером і Д.Філевим [9].

Ідея методу полягає в тому, що кожна точка даних припускається як центр потенційного кластера, після чого розраховується міра здатності будь-якої точки представляти центр кластера. Ця кількісна міра заснована на оцінці щільності точок даних біля відповідного центра кластера.

За алгоритмом нечіткої кластеризації розраховувалися значення вектора вхідного сигналу нечіткого регулятора. Результати розрахунку наведено на рис. 4. Знайдені центри кластеризації на рис. 4 показано: великими хрестиками — чотири центри кластера для регулятора струму, великими колами — три центри кластерів для регулятора частоти обертання. Кількість центрів кластеризації визначає кількість функцій належностей, тобто для регулятора струму необхідно 4 функції належностей, а для регулятора частоти обертання достатньо трьох.

Визначившись із кількістю кластерів для вхідних змінних, переходимо до другого етапу синтезу нечіткого регулятора, для чого використовуємо можливість навчання нейронних штучних мереж з метою знаходження вихідних функцій належностей і взаємного розташування як вхідних, так і вихідних функцій належностей.

Для знаходження бази правил по вхідних функціях належностей використовуємо апарат гібридних мереж, у яких висновки робляться на підставі нечіткої логіки, але відповідні функції належностей налагоджуються на базі алгоритмів нейронних мереж, це так звані адаптивні фаззі-ней-

ронні мережі прийняття рішень ANFIS (adaptive neuro-fuzzi inference system) [3,4]. Такі системи навчання використовують множини вхідних і вихідних значень і розподіляють функції належностей відповідно до вектора даних D . Параметри функцій належностей змінюються відповідно до наданих для навчання сигналів. Розрахунки цих параметрів та їхня зміна робиться відповідно до розрахованого векторного градієнта, що контролює відхилення вихідної координати нейронної мережі від заданого значення в наданому для навчання наборі вхідних/вихідних даних D .

Беремо для синтезу нечіткого регулятора вхідні величини (рис. 3): сигнал неузгодженості, швидкість зміни неузгодженості і інтеграл від зміни неузгодженості, що відповідає динамічній характеристиці ПІД регулятора.

Виходячи з отриманих даних для похибок навчання, немає потреби брати вхідні функції належностей більш складні, ніж трикутні або Гаусові.

Для завдання функції належностей використана типова функція Гауса $gaussmf(x, \sigma, c) = e^{-[(x-c)/\sigma]^2}$, де c — зсув; σ — ширина функції Гауса.

В алгоритмах роботи нечіткого регулятора струму і швидкості досить обмежитися двома складовими — пропорційною і диференціальною. Вихідні функції приналежності можливо використовувати нульового порядку (типу Сугено).

З порівняння сигналу на виході нечіткого регулятора і сигналу, який він повинен відтворювати, виходить, що в періоди появи вільних складових перехідного процесу вихідний сигнал нечіткого регулятора відповідає бажаному тільки за знаком, але не за значенням. У моменти зміни заданого сигналу динаміку контуру в основному формують класичні регулятори і швидкості із подавленням оборотної ЕРС. При переході до змушеного значення контрольованих величин дійсний і бажаний сигнали на виході ПІД нечіткого регулятора добре збігаються. Таким чином, у змушеному режимі нечіткий регулятор буде істотно впливати на динамічні процеси в контурах керування.

Остання обставина призводить до того, що в періоди виникнення вільних складових вихідні сигнали класичних регуляторів струму і швидкості значно перевищують вихідний сигнал нечіткого регулятора. За знаком у цей період перехідного процесу вони збігаються, тобто нечіткий ПД регулятор збільшує швидкодію контурів керування. При переході до змушеного режиму вихідні сигнали класичних регуляторів практично не змінюються на відміну від вихідного сигналу нечіткого ПД регулятора, що і формує змінний сигнал із частотою власних коливань додаткової передавальної функції в контурах струму і частоти обертання ω_n . Вихідний сигнал нечіткого регулятора зсунуто на $\pm 180^\circ$ відносно сигналів на виходах додаткових динамічних ланок, чим і пояснюється ефективне подавлення коливань струму і швидкості у вимушеному режимі.

Аналіз перехідних процесів свідчить про те, що включення нечіткого регулятора паралельно класичному призводить не тільки до збільшення швидкодії контурів, але й до збільшення перерегулювання у порівнянні з настроюванням на модульний оптимум. Крім збільшення перерегулювання в момент другого узгодження спостерігається збільшена коливальність. Для усунення цих негативних явищ збільшується коефіцієнт настроювання контуру струму від значень $a_T=2$, яке повинне бути для модульного оптимуму, до значення $a_T=3$, що зменшує швидкодію системи керування практично до значення при настроюванні на модульний оптимум. Одночасно істотно зменшується перерегулювання і коливальність контуру швидкості до значень менших, ніж при настроюванні на модульний оптимум.

Для кількісного зпівставлення якості перехідних процесів вводимо інтегральну оцінку I_K , що враховує сукупно швидкість загасання і величину відхилення частоти обертання. Прораховуємо не тільки відхилення частоти обертання від заданого рівня x , але й до третьої похідної відхилення частоти обертання двигуна включно

$$I_K = \int_0^{\infty} (x^2 + a_{ш} a_{C} T_{\mu} \dot{x}^2 + a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^2 \ddot{x}^2 + a_{ш} a_{C}^3 T_{\mu}^3 \dddot{x}^2) dt,$$

де $a_{ш}$ — коефіцієнти настроювання контуру швидкості.

Ця оцінка характеризує наближення перехідного процесу до екстремалі, що обумовлена рішенням диференціального рівняння характеристичного полінома оптимізованого контуру частоти обертання двигуна

$$a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^3 \dddot{x} + a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^2 \ddot{x} + a_{ш} a_{C} T_{\mu} \dot{x} + 1 = 0.$$

Для жорсткої системи регулювання приймаємо значення інтегральної оцінки I_K за базову вели-

чину, до якої відносимо всі інші значення цієї оцінки.

На рис. 5 наведено розраховані осцилограми зміни частоти обертання вала двигуна і відповідні значення інтегрального показника I_K в залежності від кількості приєднаних штанг і настроювань нечіткого регулятора. На рисунку позначено криві зміни частоти обертання вала двигуна залежно від корекції динаміки системи керування нечітким регулятором: 1 — ПД нечіткий регулятор, 0 штанг ($I_K=1,08$); 2 — ПІ нечіткий регулятор, 0 штанг ($I_K=1,18$); 3 — ПД нечіткий регулятор, 4 штанги ($I_K=1,02$); 4 — екстремаль ($I_K=1$).

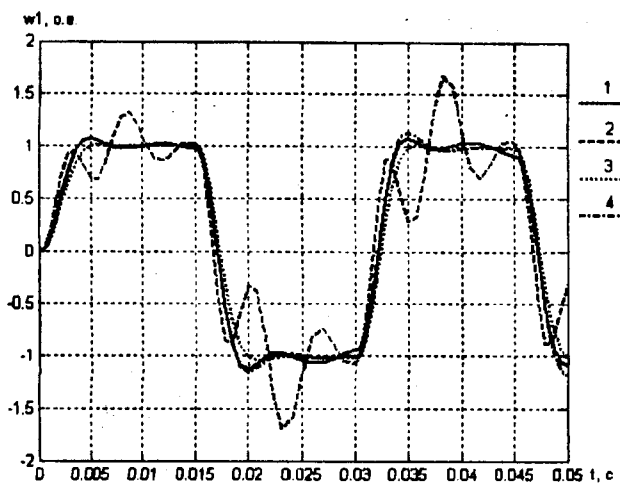


Рис. 5

Значення інтегральної оцінки I_K показника перехідного процесу у режимах стрибка керування і стрибка збурення від кількості приєднаних штанг у буровому поставі залежно від динамічної характеристики нечіткого регулятора зведено у табл. 2

Таблиця 2

Дин- нам- хар- ка FR	Стрибок управління					Стрибок збурення				
	Кільк. приєднаних штанг					Кільк. приєднаних штанг				
	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4
ПД	1,15	1,10	1,06	1,04	1,08	1,97	1,74	1,37	1,32	1,10
ПІ	1,18	1,12	1,08	1,05	1,09	2,38	2,02	1,84	1,67	1,13
ПД	1,08	1,06	1,05	1,03	1,02	1,10	1,08	1,07	1,05	1,04

Виходячи з аналізу отриманих значень, найбільша відмінність від налагодженої системи керування спостерігається при застосуванні ПІ нечіткого регулятора, а найменша — при застосуванні ПД нечіткого регулятора. Проміжні показники якості керування має ПД регулятор.

Висновки. 1. Заміна в процесі модернізації в механізмі обертання бурового верстата тиристорного привода постійного струму транзисторним приводом змінного струму із широтно-імпульсною модуляцією автономного інвертора напруги

суттєво змінює динамічні характеристики всієї електромеханічної системи.

2. Збільшення глибини буріння трьома і більшою кількістю штанг, а також збільшення довжини кожної бурової штанги призводить до збільшення маси поставу, істотно знижує власні частоти полірезонансних явищ у механічній частині поставу, які при застосуванні швидкодіючого приводу змінного струму попадають у смугу пропускання контурів струму і частоти обертання.

3. Кількісний і якісний вплив на характер перехідного процесу пружних властивостей бурового поставу обумовлено появою у контурі струму некомпенсованої динамічної ланки з чотирма нулями і полюсами в передатній функції, а у контурі швидкості — із двома нулями і полюсами. Коефіцієнти поліномів додаткової передатної функції залежать від маси поставу, яка змінюється відповідно до кількості приєднаних штанг, що призводить до переміщення нулів і полюсів передатних функцій на комплексній площині.

4. Компенсація динамічних властивостей додаткової динамічної ланки призводить до необхідності застосування додаткового регулятора з адаптивним настроюванням і необхідністю визначати похідні до четвертого порядку, що при наявності шумів у сигналах регулювання негативно позначиться на процесі управління контуру.

5. Введення нечіткого пропорційно-диференціального регулятора від неузгодженостей на входах класичних пропорційно-інтегральних регуляторів швидкості і струму на вхід напівпровідникового перетворювача дозволяє зберігати переваги систем керування з активною послідовною корекцією і ефективно подавляти коливання в системі керування.

6. Якість перехідних процесів при різних функціях належностей істотно не змінюється, тому доцільно вибрати функції належностей трикутні або Гауса через їхню простоту реалізації. Вихідні функції належностей варто вибрати типу Sugeno нульового порядку, тому що при функціях, що змінюються лінійно, неефективно подавляються пружні коливання в системі керування.

7. Нечіткий регулятор не відтворює необхідний вихідний сигнал при швидких змінах сигналів на початку кожного впливу, коли класичні регулятори компенсують інерційний вплив електромагнітної і

електромеханічної сталих часу. При переході системи керування у вимушений режим пружні коливання подавляє нечіткий регулятор. Таким чином здійснюється часова селекція роботи класичних і нечітких регуляторів.

8. При відсутності у сигналах змінної складової від пружних коливань поставу в системі керування нечіткий регулятор не впливає на динаміку роботи системи керування.

9. Зміна власних частот пружних коливань бурового поставу істотно не відбивається на якості перехідних процесів, якщо настроювання нечіткого регулятора спрямовано на компенсацію пружних коливань при максимальній кількості штанг у буровому поставі.

1. *Бешта А.С., Хилів В.С., Плахотник В.В.* Математическая модель продольных и крутильных колебаний буровой штанги // *Гірнич електромеханіка та автоматика*. — 2004. — Вип. 73. — С. 118—125.

2. *Бешта О.С., Півняк Г.Г., Хилів В.С.* Принципи побудови системи керування електроприводом обертання ставу верстата шарошечного буріння // *Вісник НТУ "ХП"*. — 2003. — № 10. — С. 141—143.

3. *Леоненков А.В.* Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. — СПб.: БХВ-Петербург, 2003. — 736 с.

4. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Нейронные сети MATLAB 6/ — М: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. — 496 с.

5. *Хилів В.С., Бешта А.С., Заика В.Т.* Опыт применения частотно-управляемых приводов в буровых станках карьеров Украины / *Горный информационно-аналитический бюллетень*. — 2004. — № 10. — С. 285—289.

6. *Хилів В.С.* Влияние упругих свойств трансмиссии и оборотной электродвижущей силы на динамику контура тока // *Сб. научн. трудов НГУ*. — 2005. — № 21. — С. 43—55.

7. *Хилів В.С., Плахотник В.В.* Оценка собственных частот буровой штанги при нестационарных режимах // *Сб. научн. трудов НГУ*. — 2004. — № 19. — С. 145—150.

8. *Хилів В.С.* Собственные частоты колебаний разомкнутого контура тока привода спуско-подъемных операций бурового станка. / *Наук.-техн. зб. "Гірнич електромеханіка та автоматика"*. — Дніпропетровськ. НГУ. — 2005. — С. 25—31.

9. *Yager R., Filev D.* Essentials of Fuzzy Modelling and Control. — USA: John Wiley & Sons. — 1984. — 387 p.

Надійшла 08.12.2008

Выбор рационального способа регулирования подачи воды насосным агрегатом

Выполнен анализ энергоэффективности применения регулируемого электропривода центробежных насосов. Сформулированы рекомендации по выбору рационального способа регулирования производительности насоса.

Здійснено аналіз енергоефективності використання регульованого електроприводу відцентрових насосів. Сформульовано рекомендації щодо вибору раціонального засобу регулювання продуктивності насосу.

Устойчивый рост цен на энергоносители, значительные удельные энергозатраты на производство валового продукта в Украине по сравнению с затратами в странах центральной Европы обуславливают актуальность задачи энерго-ресурсосбережения на этапах производства и потребления. Сдерживающим фактором широкого применения энергосберегающих технологий являются недостаточная осведомленность специалистов о наборе энергосберегающих технологий и устройств, а также методик их выбора и применения. Промышленные предприятия и коммунальные хозяйства в качестве привода основных механизмов применяют электропривод, на долю которого приходится до 65% потребляемой электроэнергии. Значительный потенциал для решения задач энергосбережения свойственен производственным механизмам и агрегатам, которые работают в продолжительном режиме с изменяющейся производительностью. К данной категории устройств и механизмов, безусловно, относится оборудование с так называемой параболической механической характеристикой (центробежные насосы, гребные винты и т.д.). Указанная категория оборудования получила широкое применение в промышленности, сельском хозяйстве, коммунальных предприятиях и оснащена преимущественно асинхронными электродвигателями с короткозамкнутым ротором.

В подавляющем большинстве случаев данный тип электропривода является нерегулируемым, ввиду чего управление производительностью насосных установок выполняется при помощи различных видов дросселирования или байпасных схем, что не влияет на потребление электроэнергии установкой. Дросселирование не требует изменения скорости вращения рабочего колеса насоса, которая остается неизменной, но в условиях ограничивающих приток жидкости, проявляются различные нелинейные эффекты, увеличивается износ насосного агрегата и запорно-регулирующей арматуры, не исключены эффекты резонанса. Ука-

занный способ регулирования решает технологические задачи и не учитывает энергетических аспектов транспортировки воды. Для принятия решения о применении регулируемого электропривода с целью минимизации потребления электроэнергии необходима экспертная оценка возможной экономии, величина которой может колебаться в значительных пределах.

Анализ известных решений. Выбор способа регулирования производительности центробежных насосов в зависимости от требований технологического процесса и конкретного оборудования определяется алгоритмом расчета экономических показателей эффективности, определяемых путем сравнения различных вариантов. Применение некорректной методики оценивания последствий от внедрения регулируемого электропривода приводит к неоправданным техническим решениям, которые отличаются невысокими показателями эффективности. Сам по себе регулируемый электропривод не может обеспечить значительного уменьшения энергопотребления. Заметный эффект от внедрения новых технических решений возможно получить только в случае рассмотрения целого ряда взаимосвязанных факторов и процессов.

Системам водоснабжения, водоотведения свойственны технологические процессы, которые характеризуются величинами, изменяющимися во времени в довольно значительном диапазоне. На насосных станциях, как правило, основным регулируемым параметром является давление на напорном трубопроводе или же в контрольной точке системы трубопровода (повысительные насосные станции городских систем водоснабжения). В некоторых случаях в качестве такого параметра может выступать уровень жидкости или ее расход. При необходимости определения количества или мощности насосных установок выполняется технико-экономическое обоснование принимаемого решения.

Необходимо учитывать, что при отсутствии

регулирования производительности насосов при минимальном расходе в трубопроводе возникает избыточное давление, что вызывает непроизводительные потери электроэнергии, которые могут быть минимизированы путем достижения максимального КПД в рабочей точке при помощи коррекции механических параметров насоса или системы в целом.

Снижение энергетических потерь возможно также путем повышения КПД магистрали (подготовка внутренней поверхности трубопровода, уменьшения числа колен, сужений) [2]. Однако, для уже существующей системы данный способ ограничен в применении ввиду значительности необходимых капитальных затрат и актуален, как правило, при проектировании новых систем трубопроводов.

Применение частотно-регулируемых электроприводов, доля производства которых неуклонно возрастает [3], возможно не только для вновь строящихся систем транспортных трубопроводов, но и при модернизации существующих насосных станций.

Основной материал. На рис. 1 показана упрощенная технологическая схема водопроводной сети в общем виде.

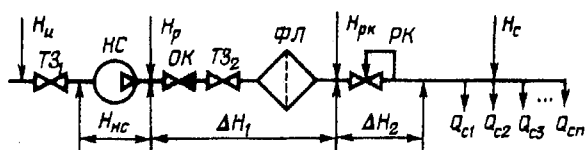


Рис. 1

Выходными параметрами режима насосного агрегата являются подача (производительность) $Q_{нс}$ и напор (давление) $H_{нс}$ [1].

В результате дополнительного давления $H_{нс}$ напор в сети возрастает от H_u до H_p , а из-за падения напора на запорной арматуре, клапане и фильтре на величину ΔH_1 он уменьшается до величины $H_{рк}$. Регулирующий клапан РК создает дополнительное падение напора в зависимости от закона регулирования параметров сети H_c и Q_c .

Возможны следующие варианты регулирования H_c и Q_c [3]: 1) $H_c = \text{const}$, $Q_c = \text{var}$; 2) $H_c = \text{var}$, $Q_c = \text{var}$; 3) $H_c = \text{var}$, $Q_c = \text{const}$.

Рассмотрим первый случай, когда в гидравлической сети необходимо поддерживать постоянство напора при изменяющемся с течением времени расходе потребителей $Q_c = Q_{c1} + Q_{c2} + \dots + Q_{cn}$. Такой случай характерен для магистрального трубопровода, в котором поддерживается напор, позволяющий обеспечивать необходимую подачу воды в каждом из отводных трубопроводов.

Регулирующий клапан РК обеспечивает требуемый постоянный напор H_c в сети за счет дополнительного понижения давления на величину ΔH_2 , то есть путем закрытия задвижки. Мощность

$P_{нс}$, развиваемая насосным агрегатом, определяется выражением

$$P_{нс} = k H_{нс} Q_{нс}, \quad (1)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Эта мощность расходуется на технологические потери на обеспечение параметров перекачиваемой воды $k(\Delta H_1 + \Delta H_2) Q_c$ и на поддержание постоянства напора $H_c - H_u$, то есть

$$P_{нс} = k (H_c - H_u + \Delta H_1 + \Delta H_2) Q_c. \quad (2)$$

Потребляемая насосом из электрической сети мощность $P_{нс}^{эл}$ находится с учетом КПД η насосного агрегата

$$P_{нс}^{эл} = k (H_c - H_u + \Delta H_1 + \Delta H_2) Q_c / \eta. \quad (3)$$

Напорная характеристика насосного агрегата описывается выражением

$$H = A \omega^2 + B \omega Q + C Q^2, \quad (4)$$

где A, B, C — коэффициенты; ω — угловая скорость вращения колеса центробежного насоса.

При постоянной скорости вращения насоса его характеристика будет иметь вид

$$H = A_1 + B_1 Q + C_1 Q^2, \quad (5)$$

где $A_1 = A \omega^2$, $B_1 = B \omega$, $C_1 = C$.

Гидравлическая характеристика сети описывается уравнением

$$H = H_0 + R Q^2, \quad (6)$$

где H_0 — статический напор сети (противодавление), R — гидравлическое сопротивление сети.

Режим работы насосного агрегата определяется точкой пересечения напорной характеристики насосного агрегата (рис. 2, кривая 1) и гидравлической характеристики сети (кривая 2). Точка "1" пересечения этих характеристик является идеальной расчетной точкой совместной работы насосного агрегата и сети, в которой номинальный расход Q_1 обеспечивается при заданном напоре $H_1 = H_{нс}$ и максимальном коэффициенте полезного действия насосного агрегата.

В случае, если уменьшается потребление воды до отметки Q_2 , рабочая точка насосного агрегата перемещается в точку "2". Это объясняется увеличением гидравлического сопротивления сети за счет перекрытия запорной арматуры потребителей. При этом напор в сети увеличивается до значения H_2 . Регулирующий клапан РК обеспечивает

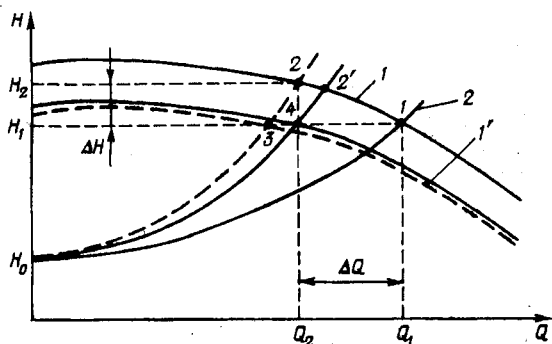


Рис. 2

снижение давления в магистрали до заданного значения H_c путем соответствующего увеличения потерь напора ΔH_2 , однако насосный агрегат продолжает работать с напором H_2 . В этом заключается недостаток дроссельного регулирования подачи.

Можно снизить напор путем регулирования скорости вращения колеса центробежного насоса. При этом характеристика насоса переместится в положение "1'", а рабочей точкой насоса будет точка "3" (рис. 2). Однако при этом не будет обеспечен требуемый расход воды Q_2 . Он будет ниже, что приведет к открытию запорной арматуры конечного потребителя и снижению гидравлического сопротивления сети. В результате нескольких итерационных процессов будет определена новая рабочая точка насосного агрегата "4".

Таким образом, снижение подачи воды на величину ΔQ путем дросселирования влечет за собой увеличение напора на величину ΔH и изменение мощности насоса

$$\Delta P_d = k (H_1 Q_1 - H_2 Q_2). \quad (7)$$

Снижение подачи в сети на ту же величину ΔQ путем регулирования скорости центробежного насоса приводит к изменению мощности насоса на величину

$$\Delta P_\omega = k (H_1 Q_1 - H_1 Q_2). \quad (8)$$

Можно оценить эффективность регулирования, сравнивая изменения потребления мощности насоса по формулам (7) и (8) относительно базовой $P_1 = k H_1 Q_1$. Имеем

$$e_d^* = \frac{\Delta P_d}{P_1} = \frac{H_1 Q_1 - (H_1 + \Delta H)(Q_1 - \Delta Q)}{H_1 Q_1} = \Delta Q^* - \Delta H^* (1 - \Delta Q^*); \quad (9)$$

$$e_\omega^* = \frac{\Delta P_\omega}{P_1} = \frac{H_1 Q_1 - H_1 (Q_1 - \Delta Q)}{H_1 Q_1} = \Delta Q^*, \quad (10)$$

где $\Delta Q^* = \Delta Q / Q_1$, $\Delta H^* = \Delta H / H_1$.

Из формул (9) и (10) видно, что разница между эффективностями регулирования подачи скоростью насоса и дросселированием всегда больше нуля, так как в рабочей области насоса всегда выполняются условия $\Delta H^* > 0$, $\Delta Q^* < 1$,

$$\Delta e^* = e_\omega^* - e_d^* = \Delta H^* (1 - \Delta Q^*) > 0. \quad (11)$$

Преобразуем уравнение (11) к виду

$$\Delta e^* = (\Delta H^* / \Delta Q^*) (1 - \Delta Q^*) \Delta Q^*. \quad (12)$$

Из уравнения (12) следует, что величина Δe^* , характеризующая эффективность регулирования подачи скоростью насоса по отношению к регулированию подачи дросселированием, зависит от диапазона регулирования ΔQ^* и отношением приращений $\Delta H^* / \Delta Q^*$ в новой рабочей точке насоса. Воспользуемся уравнением (5) для определения $\Delta H^* / \Delta Q^*$. Приведем уравнение (5) к относительным единицам, получим

$$H^* = A_1^* + B_1^* Q^* + C_1^* Q^{*2}, \quad (13)$$

где

$$H^* = H / H_1, Q^* = Q / Q_1, A_1^* = A_1 / H_1, B_1^* = (B_1 Q_1) / H_1,$$

$$C_1^* = (C_1 Q_1^2) / H_1.$$

Взяв уравнение (13) в приращениях, получаем

$$\Delta H^* / \Delta Q^* = C_1^* \Delta Q^* - (B_1^* + 2C_1^* Q^*). \quad (14)$$

Подставляя (14) в формулу (12), находим

$$\Delta e^* = (C_1^* \Delta Q^* - B_1^* - 2C_1^* Q^*) (1 - \Delta Q^*) \Delta Q^*. \quad (15)$$

Из формулы (15) следует, что эффективность регулирования подачи скоростью центробежного насоса по отношению к регулированию подачи дросселированием Δe^* зависит от диапазона регулирования подачи относительно данной точки ΔQ^* и параметров Q - H характеристики насоса B_1^* и C_1^* .

Формула представляет экономию полезной мощности без учета потерь в самом насосном агрегате. Однако известно, что КПД насоса существенно зависит от подачи, принимая максимальные значения в рабочей точке. Поэтому для получения экономии энергии уравнение (15) следует скорректировать на величину $\eta(\Delta Q^*)$. Для примера приведем зависимость вида (15), скорректированную на величину $\eta(\Delta Q^*)$, для нескольких насосов. Данные насосов представлены в таблице [4]. Зависимости вида (15) показаны на рис. 3.

Из изложенного выше можно сделать следующие выводы.

Во-первых, эффективность регулирования по-

№ п.п	Тип насоса	Уравнение $Q-H$ характеристики вида $H = A_1 + B_1 \cdot Q + C_1 \cdot Q^2$	Уравнение КПД
1.	ЦНС38-44-220, 2950 об/мин, 38 м ³ /час, 44 м	$26,8+0,168Q-0,00787Q^2$	$0,04Q - 0,00073Q^2 + 0,000003Q^3$
2.	ЦНС180-76-880, 2950 об/мин, 180 м ³ /час, 76 м	$75+0,139Q-0,00098Q^2$	$0,0068Q - 0,000017Q^2 + 0,017 \cdot 10^{-6}Q^3$
3.	ЦНС180-500-900, 2950 об/мин, 180 м ³ /час, 500 м	$105,5+0,096Q-0,0007Q^2$	$0,0085Q - 0,0000276Q^2 + 0,014 \cdot 10^{-6}Q^3$
4.	ЦНС850-240-960, 1450 об/мин, 850 м ³ /час, 240 м	$126,2+0,035Q-0,000049Q^2$	$0,237 \cdot 10^{-2} - 0,024 \cdot 10^{-4} \cdot Q^2 + 0,00062 \cdot 10^{-6}Q^3$

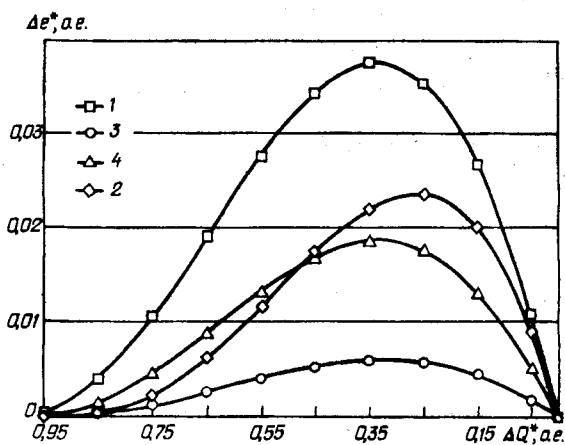


Рис. 3

дачи скоростью центробежного насоса по отношению к регулированию дросселированием при постоянстве напора в гидравлической сети существенно зависит от жесткости $Q-H$ характеристики насоса. Чем выше жесткость, тем меньше эффект (см. формулу (12)). Из рис. 3 видно, что эффективность регулирования подачи скоростью насоса не превышает 3,7% во всем диапазоне регулирования подачи.

Во-вторых, максимум эффективности регулирования подачи скоростью насоса находится в пределах 10...45% относительно рабочей точки. Таким образом, глубокое регулирование подачи скоростью насоса (больше 45%), равно как и небольшое регулирование (в пределах до 10%), является нецелесообразным с точки зрения экономии электроэнергии в случае поддержания постоянства напора в гидросети.

В-третьих, результаты расчетов получены для номинальной рабочей точки насоса. Когда рабочая точка на $Q-H$ характеристике смещается в сторону уменьшения подачи, расчетные показатели эффективности будут существенно ниже из-за увеличе-

ния жесткости его характеристики, хотя максимум КПД насоса при регулировании его скорости смещается в ту же сторону.

Рассмотрим вариант регулирования $N_c = var$, $Q_c = var$, когда в гидравлической сети нет необходимости поддержания постоянства напора. Это возможно, например, когда регулирование количества жидкости, подаваемой насосом, осуществляется в соответствии с технологическим процессом (в системе охлаждения, где подача охлаждающей жидкости зависит от количества отводимого тепла; в системе полива и т.д.).

В этом случае уменьшение подачи до величины Q_2 путем регулирования скорости насоса сопровождается изменением его $Q-H$ характеристики и перемещением рабочей точки из точки "1" в точку "2" по характеристике сети (рис. 4). То есть характеристика сети есть геометрическое место рабочих точек насоса при регулировании подачи без поддержания постоянства напора.

По-прежнему изменение производительности дросселированием приводит к смещению рабочей точки насоса по его $Q-H$ характеристике в точку "2".

Эффективность регулирования подачи скоростью насоса по отношению к регулированию пода-

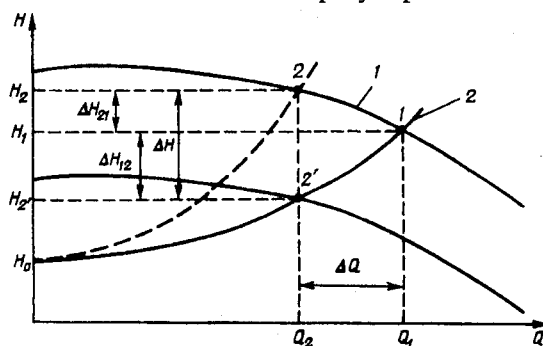


Рис. 4

чи дросселированием определяется формулой (11), где разница в напоре вычисляется из выражения

$$\Delta H^* = \Delta H_{21}^* + \Delta H_{12}^*, \quad (16)$$

где $\Delta H_{21}^* = \Delta H_{21} / H_1$ — относительное увеличение напора в результате дросселирования; $\Delta H_{12}^* = \Delta H_{12} / H_1$ — относительное уменьшение напора в результате снижения скорости насоса.

Очевидно, что ΔH_{21}^* и соответствующая ему эффективность определяются по формулам (14) и (15). Величина ΔH_{12}^* оценивается через уравнение сети (6) в относительных единицах

$$H^* = H_0^* + R_1^* Q^*, \quad (17)$$

где $H_0^* = H_0 / H_1$, $R_1^* = R_1 Q_1^2 / H_1$.

В приращениях относительно точки "1", учитывая, что $H_1^* = 1$, $Q_1^* = 1$, имеем

$$\Delta H_{12}^* = R_1^* \Delta Q^* (2 - \Delta Q^*), \quad (18)$$

где $R_1^* = 1 - H_0^*$.

Формулы (14) и (18) подставляем в формулу (16) и находим

$$\Delta H^* = [C_1^* \Delta Q^* - (B_1^* + 2C_1^*) + R_1^* (2 - \Delta Q^*)] \Delta Q^*. \quad (19)$$

Из формул (16) и (19) определяем

$$\Delta e^* = \left[(R_1^* - C_1^*) (2 - \Delta Q^*) - B_1^* \right] (1 - \Delta Q^*) \Delta Q^*. \quad (20)$$

Проанализируем уравнение (20). Для этого получим производную $d(\Delta e^*) / d(\Delta Q^*)$ и приравняем ее нулю. Имеем

$$\frac{d(\Delta e^*)}{d(\Delta Q^*)} = D^* - 2(3R^* - B_1^*) \Delta Q^* + 3R^* \Delta Q^{*2} = 0, \quad (21)$$

$$\Delta Q_m^* = \left[(R^* + D^*) - (R^{*2} - R^* D^* + D^{*2})^{0,5} \right] / 3R^*, \quad (22)$$

где $R^* = R_1^* - C_1^*$, $D^* = 2R^* - B_1^*$, $R_1^* = 1 - H_0^*$.

Таким образом, при подаче $1 - \Delta Q_m^*$ эффективность использования регулирования скорости насоса по сравнению с дросселированием будет максимальной

$$\Delta e_{\max}^* = [R^* (2 - \Delta Q_m^*) - B_1^*] \cdot (1 - \Delta Q_m^*) \cdot \Delta Q_m^*. \quad (23)$$

Из уравнений (22) и (23) следует, что величина

Δe_{\max}^* зависит от относительного статического напора H_0^* и коэффициентов Q — H характеристики при номинальной скорости насоса B_1^* и C_1^* .

Рассмотрим, как переменные ΔQ_m^* и Δe_{\max}^* зависят от указанных параметров. При этом считаем, что данные переменные зависят не от аргумента R_1^* , а от аргумента $R^* = R_1^* - C_1^*$. Это допущение влияет лишь на диапазон изменения аргумента R_1^* . Поэтому $R^* = 1 - H_0^*$, где диапазон изменения H_0^* смещен на величину C_1^* . Коэффициент B_1^* характеризует изменение напора относительно режима холостого хода при увеличении подачи насоса, то есть жесткость Q — H характеристики. Чем больше B_1^* , тем выше жесткость и ниже эффективность использования регулирования скорости насоса по сравнению с дросселированием.

В диапазоне изменения аргумента $H_0^* = 0 \dots 0,5$ для различных $B_1^* = 0,1; 0,4; 0,9$ получаем тренды изменения точки максимума эффективности (рис. 5).

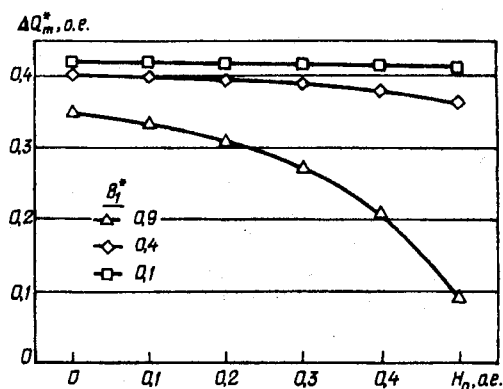


Рис. 5

Из рис. 5 следует, что максимальная эффективность приходится на режим работы насоса без противодавления. При этом увеличение жесткости характеристики резко снижает эффективность использования регулирования подачи с помощью скорости насоса по сравнению с регулированием подачи путем перемещения задвижки. Из рисунка также следует, что максимум эффективности находится в диапазоне $\Delta Q_m^* = 0,35 \dots 0,42$. Большее значение ΔQ_m^* соответствует меньшим значениям B_1^* и H_0^* . Для $B_1^* = 0$, $H_0^* = 0$ имеем $\Delta Q_m^* = 0,423$. Подставляя полученное значение ΔQ_m^* в формулу (23), получаем $\Delta e_{\max}^* = 0,385$.

Таким образом, по способу регулирования подачи жидкости без поддержки постоянства напора можно сделать следующие выводы.

Теоретически максимальная эффективность использования скоростного способа регулирования подачи насоса по сравнению с дросселирова-

нием составляет 38,5% относительно мощности, потребляемой насосом в номинальной рабочей точке. Эта эффективность соответствует глубине регулирования подачи 42,3% относительно номинальной производительности. Увеличение противодействия существенно снижает эффективность использования скоростного способа регулирования насоса (рис. 6).

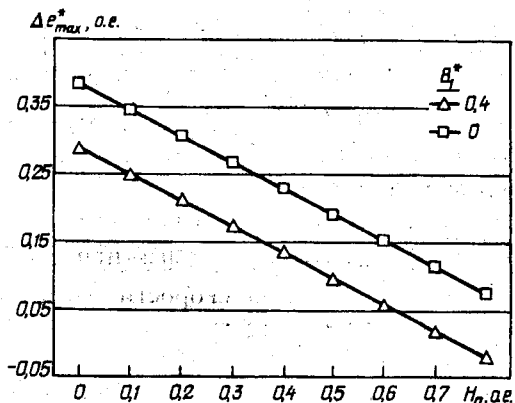


Рис. 6

При третьем законе регулирования параметров сети по технологическим причинам требуется поддержание постоянства подачи $Q_c = \text{const}$. Такое регулирование возможно за счет изменения напора сети $H_c = \text{var}$. При этом насосный агрегат может работать с постоянной мощностью, а поддержание постоянства подачи в сети обеспечивается байпасной системой. В другом, более экономичном случае, поддержание постоянства подачи в сети осуществляется путем регулирования скорости насоса (рис. 7).

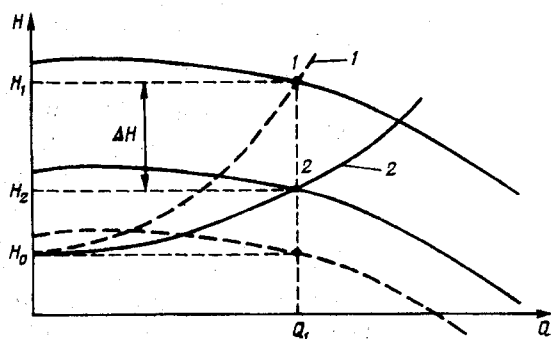


Рис. 7

Открытие заслонок у потребителей эквивалентно изменению характеристики сети от кривой "1" до кривой "2" (рис. 7). Необходимость стабилизации подачи, связанная, например, с особенностями нагрева воды в отопительной системе, приводит к необходимости снижения скорости насосного агрегата. Тогда эффективность регулирования скоростью определяется по формуле

$$\Delta e^* = e_{\omega}^* - e_a^* = \Delta H^*, \quad (24)$$

$$\text{где } e_a^* = \frac{\Delta P_d}{H_1 Q_1} = 0, \quad e_{\omega}^* = \frac{\Delta P_{\omega}}{H_1 Q_1} = \frac{H_1 Q_1 - Q_1 (H_1 - \Delta H)}{H_1 Q_1} = \Delta H^*.$$

Из формулы (24) и рис. 7 видно, что максимальная эффективность стабилизации подачи скоростью насоса ограничивается величиной противодействия, то есть

$$\Delta e_{\max}^* = 1 - \Delta H_0^* \quad (25)$$

Таким образом, при работе насоса на сеть без противодействия эффективность стабилизации подачи в сети скоростью насоса ограничивается лишь устойчивостью работы насоса в области его малых подач.

В зависимости от назначения выделяют насосные станции хозяйственно-питьевого водоснабжения населенных пунктов и промышленных предприятий, канализационные, систем теплоснабжения, дренажные. Способ объединения насосов в рабочие группы подразделяется на системы с индивидуальной работой насосов, который характерен для объектов с незначительными мощностями насосов (дренажные станции), и системы с совместной работой насосов. Требуемые технологические характеристики обеспечиваются при помощи параллельного, последовательного и комбинированного соединения насосных агрегатов. Как правило, применяют параллельное соединение насосов.

Выводы, представленные выше, могут быть обобщены и для этого случая. Например, регулирование подачи изменением частоты вращения одновременно двух насосов по своим показателям равноценно регулированию скорости эквивалентного насоса при его работе с суммарной производительностью двух насосов. Однако такое регулирование не всегда целесообразно.

Рассмотрим параллельную работу двух насосов. Производительность такой насосной станции будет определяться суммой производительностей этих насосов (в относительных величинах)

$$Q^* = Q_I^* + Q_{II}^* \quad (26)$$

где $Q^* = Q/Q_1$, $Q_I^* = Q_I/Q_1$, $Q_{II}^* = Q_{II}/Q_1$, Q_1 — суммарная номинальная производительность двух насосов.

Пусть относительный диапазон регулирования подачи насосной станции, включающей два параллельно работающих насоса, составляет $\Delta Q^* = \Delta Q/Q_1$.

Одновременное скоростное регулирование подачи двух насосов предусматривает наличие двух регулируемых электроприводов насосов, что является дорогостоящим вариантом решения проблемы регулирования подачи. Поэтому принимаем

вариант регулирования одним насосом (насос II). Тогда

$$1 - \Delta Q^* = Q_{I,y}^* + (Q_{II,y}^* - \Delta Q^*), \quad (27)$$

где $Q_{I,y}^*$, $Q_{II,y}^*$ — номинальные (установленные) производительности насосов.

В соответствии с данными выше рекомендациями при постоянстве напора в гидросистеме следует, видимо, выбирать максимальный диапазон регулирования второго насоса в пределах до λ от его номинальной производительности, то есть $\Delta Q_{\max}^* = \lambda Q_{II,y}^*$. Тогда при заданном диапазоне регулирования производительности насосной станции ΔQ^* нужно выбирать насос с регулированием скорости на производительность

$$Q_{II,y}^* = \Delta Q^* / \lambda. \quad (28)$$

Производительность первого насоса определится из выражения

$$Q_{I,y}^* = 1 - \Delta Q^* / \lambda. \quad (29)$$

К примеру, если диапазон регулирования подачи в гидросети при постоянстве давления составляет всего до 10% от полной производительности, с точки зрения экономии электроэнергии и капитальных затрат нет необходимости использовать один насос с регулируемой скоростью, так как экономия электроэнергии с помощью скоростного способа регулирования подачи по сравнению с регулированием подачи с помощью задвижки будет составлять всего до 1,5% (рис. 3).

Целесообразно выйти на максимальную экономию энергии 3,7% путем использования двух насосов, один из которых является регулируемым по скорости. При этом регулируемый по скорости насос должен иметь максимальное регулирование подачи ΔQ_{\max}^* в пределах до 40...50% от своей номинальной производительности ($\lambda = 0,4...0,5$) (рис. 3). В этом случае производительность регулируемого по скорости насоса составит 20...25 % от общей производительности и, соответственно, нерегулируемый насос должен быть выбран на производительность 75...80 %.

Данные рассуждения можно распространить на случай, когда поддержания постоянства напора в сети не требуется. При этом максимальное регулирование подачи в регулируемом насосе должно составлять 35...42 % от его номинальной производительности (рис. 5). Следует также иметь в виду увеличение противодавления в нерегулируемом насосе на величину разницы между его сниженным напором вследствие уменьшения скорости и напором нерегулируемого насоса.

Для закона регулирования $H_c = \text{var}$, $Q_c = \text{const}$ нет необходимости использовать насосы стан-

ции с несколькими установками. Необходимо выбирать один насосный агрегат с регулируемым по скорости приводом.

Выводы. Приведенные исследования позволяют сделать несколько общих рекомендаций по выбору рационального способа регулирования производительности насоса.

1. Теоретически максимальная эффективность с точки зрения экономии мощности, расходуемой на регулирование подачи путем регулирования скорости насоса, по сравнению с регулированием подачи задвижкой находится в пределах 4 % при поддержании постоянства напора в гидросистеме и порядка 40 % без поддержания постоянства напора.

2. Регулирование подачи одного насоса должно находиться в диапазоне (5–10)%... (40–50)% от его номинальной производительности.

3. Количество энергии, которую можно сэкономить путем применения регулируемого привода насосов, определяется эквивалентным за цикл работы диапазоном регулирования подачи. Этот диапазон можно получить путем анализа гистограмм расхода жидкости в сети за принятый цикл работы и вычисления эквивалентного расхода за этот цикл.

4. Не следует увлекаться установкой регулируемых электроприводов на магистральных трубопроводах и гидросетях, где поддерживается постоянство напора или невысокий диапазон регулирования подачи. Экономия мощности при скоростном регулировании подачи в лучшем случае составляет несколько процентов по сравнению с регулированием с помощью задвижки.

5. Работу насосных станций следует организовывать таким образом, чтобы каждый насос работал с максимально возможным КПД при заданном диапазоне регулирования напора. Рациональным вариантом может быть использование одного (нескольких) нерегулируемых насосов и одного регулируемого по скорости. Регулируемый насос выбирается по диапазону регулирования подачи в соответствии с приведенными выше рекомендациями.

6. Наиболее целесообразным с точки зрения эффективной экономии электроэнергии является применение регулируемых по скорости приводов насосных агрегатов для поддержания постоянства подачи в сети.

1. Гейнер В.Г., Дулин В.С., Заря А.Н. Гидравлика и гидропривод. — М.: Недра, 1991. — 321 с.

2. Голпе Г.Г. Снижение энергетических потерь в трубопроводных магистралах при транспортировании жидкостей и газов // Энергосбережение и водоподготовка. — 2008. — №1 (51). — С. 68–73.

3. Пивняк Г.Г., Волков О.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. — Днепропетровск: Нац. горный университет, 2006. — 470 с.

4. Попов В.М. Водоотливные установки. Справочное пособие. — М.: Недра, 1990. — 250 с.

Надійшла 08.12.2008

Операторний метод аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах

Описано операторний метод аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах, що дає можливість одержати аналітичні рішення відносно зображень струму й напруги, їх аналітичне або чисельне обернення для знаходження оригіналів. Наведено розрахункові співвідношення й результати моделювання.

Описан операторный метод анализа переходных процессов в контактной сети постоянного тока при ненулевых начальных условиях, включающий получение аналитических решений относительно изображений распределений тока и напряжения, их аналитическое или численное обращение для нахождения оригиналов. Приведены расчетные соотношения и результаты моделирования.

При аналізі аварійних режимів роботи електричних мереж загальноприйнятим є підхід, у якому розподілені параметри мережі замінюються зосередженими [4]. Використання даного підходу дозволяє одержати задовільні результати при аналізі сталих аварійних режимів, проте найчастіше неприйнятне при аналізі перехідних процесів для протяжних ліній електропередачі й контактних мереж. Разом з тим основним видом завод, що знижують стійкість функціонування засобів захисту, є ті, що виникають при комутаціях потужних електроспоживачів [7]. Зокрема, для контактних мереж живлення електрорушійних потягів такими видами комутацій є: пуск двигунів, зміни схем їх з'єднання, повторне включення напруги мережі пристроями АПВ, перехід потягом меж фідерних зон. З іншого боку, сучасною тенденцією розвитку захисних систем від струмів коротких замикань і витоків є створення багатопараметричних засобів, що реагують, у тому числі, на характеристики перехідних процесів при виникненні аварійних ситуацій [6]. Таким чином, актуальним є розвиток методів аналізу перехідних процесів в електричних колах з розподіленими параметрами.

Найбільш розвиненими й перспективними методами аналізу перехідних процесів у ланцюгах з розподіленими параметрами є методи, що засновані на операторному підході [2]. Даний підхід дозволяє приводити систему диференціальних рівнянь у часткових похідних, що визначає залежності струмів і напруг у ланцюгу від часу й просторової координати, до системи звичайних диференціальних рівнянь щодо зображень струмів і напруг. При нульових початкових умовах зазначена система може бути зведена до двох незалежних однорідних рівнянь, для яких можуть бути отримані загальні аналітичні рішення [2]. У випадку ненульових початкових умов рівняння є неоднорідними й одержання їхніх аналітичних рішень визначається

видом функцій, що вносять збурення.

Перехід від отриманих зображень струмів і напруг до їхніх оригіналів в аналітичний спосіб можливий тільки в тому випадку, якщо зображення представляють собою дрібно-раціональні функції або є лінійними комбінаціями зображень, оригінали яких табульовані [1]. Для інших видів функцій-зображень перехід до оригіналів можливий з використанням чисельних методів [3,5,8,9], які однак передбачають аналітичне подання зображень, що обертаються. Алгоритм, описаний у роботі [9], реалізовано у вигляді розширення Toolbox середовища математичних розрахунків MATLAB. У статті [3] проаналізовано перехідні процеси в довгих лініях при нульових початкових умовах, певні обмеження, що накладаються на параметри ланцюгів, при яких зображення виникаючих струмів і напруг є мероморфними функціями, а також запропонований метод обернення таких зображень.

Метою роботи є розробка операторного методу аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах. Для досягнення поставленої мети було:

- визначено розподіли струму й напруги в контактній мережі в сталому режимі, що є початковими умовами для аналізу перехідних процесів;
- отримано аналітичні рішення диференціальних рівнянь щодо зображень струмів і напруг, які визначають перехідний процес у мережі;
- показано, що при перехідному процесі в мережі постійного струму у випадку мероморфності функцій зображень струму й напруги при нульових початкових умовах відповідні їм функції при ненульових умовах також будуть мероморфні;
- розроблено програмну реалізацію запропонованого методу аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму.

Опис основного матеріалу досліджень. Система хвильових рівнянь для довгої лінії має вигляд

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t} + R_0 i \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t} + G_0 u \end{cases}, \quad (1)$$

де $u=u(x, t)$, $i=i(x, t)$ — напруга й струм у точці лінії з координатою x у момент часу t , C_0, G_0, L_0, R_0 — відповідно ємність, провідність, індуктивність і опір одиниці довжини лінії. Застосування до цих рівнянь прямого перетворення Лапласа при ненульових початкових умовах дає систему

$$\begin{cases} -\frac{dU(x, p)}{dx} = Z_0 I(x, p) - L_0 I(x, 0) \\ -\frac{dI(x, p)}{dx} = Y_0 U(x, p) - C_0 U(x, 0) \end{cases}, \quad (2)$$

де $Z_0 = pL_0 + C_0$, $Y_0 = pC_0 + G_0$. Після диференціювання по просторовій координаті й підстановки в рівняння системи (2) значень перших похідних зображень напруги й струму, система набуває вигляд

$$\frac{d^2 U(x, p)}{dx^2} = Z_0 [Y_0 U(x, p) - C_0 U(x, 0)] + L_0 \frac{dI(x, 0)}{dx}, \quad (3)$$

$$\frac{d^2 I(x, p)}{dx^2} = Z_0 [Y_0 I(x, p) - L_0 I(x, 0)] + C_0 \frac{dU(x, 0)}{dx}.$$

Функції початкових умов $I=I(x, 0)$, $U=U(x, 0)$ для довгої лінії, підключеної на початку до джерела постійної напруги з ЕРС E і внутрішнім опором R_g і навантаженої наприкінці на опір R_p , визначаються із системи (1), у якій похідні струму й напруги за часом дорівнюють нулю. У цьому випадку аналогом системи (3) буде система рівнянь

$$\frac{d^2 U(x, 0)}{dx^2} = R_0 G_0 U(x, 0), \quad \frac{d^2 I(x, 0)}{dx^2} = R_0 G_0 I(x, 0). \quad (4)$$

Загальні рішення рівнянь системи (4) мають вигляд

$$\begin{aligned} U(x, 0) &= K_1 \exp(\lambda x) + K_2 \exp(-\lambda x), \\ I(x, 0) &= K_3 \exp(\lambda x) + K_4 \exp(-\lambda x), \end{aligned} \quad (5)$$

де $\lambda = (R_0 G_0)^{0,5}$. Для визначення граничних умов, що дозволяють обчислити значення коефіцієнтів K_1-K_4 , необхідно визначити опір двополюсника, що представляє собою навантажену лінію. Оскільки збільшення dR опору лінії при зміні її довжини dx становить

$$dR = -R(x) + R_0 dx + \frac{R(x)}{R(x)G_0 dx + 1}, \quad (6)$$

залежність визначається рівнянням

$$dR/dx = G_0 [R_0/G_0 - R^2(x)]. \quad (7)$$

Якщо початок системи координат розташовується у кінці лінії, тобто виконується гранична умова $R(0)=R_p$, інтегрування рівняння (7) дає рішення

$$R(x) = a \frac{F \exp(2\lambda x) - 1}{F \exp(2\lambda x) + 1} \quad \text{при } a > R_l, \quad (8)$$

$$R(x) = a \frac{1 + D \exp(-2\lambda x)}{1 - D \exp(-2\lambda x)} \quad \text{при } a \leq R_l,$$

де $F = \frac{a+R_l}{a-R_l}$, $D = \frac{R_l-a}{R_l+a}$, $a = (R_0/G_0)^{0,5}$. Тепер значення K_1-K_4 можуть бути визначені із систем лінійних рівнянь

$$K_1 + K_2 = U(0, 0) = E_g R(l) / (R(l) + R_g), \quad (9a)$$

$$\lambda K_1 - \lambda K_2 = \frac{dU(x, 0)}{dx} \Big|_{x=0} = -R_0 I(0, 0) = -\frac{E_g R_0}{R(l) + R_g};$$

$$K_3 + K_4 = I(0, 0) = E_g / (R(l) + R_g), \quad (9b)$$

$$\lambda K_3 - \lambda K_4 = \frac{dI(x, 0)}{dx} \Big|_{x=0} = -G_0 U(0, 0) = -\frac{E_g R(l) G_0}{R(l) + R_g},$$

де l — довжина лінії. Рішення систем мають вигляд

$$K_1 = \frac{E_g (\lambda R(l) - R_0)}{2\lambda (R(l) + R_g)}; \quad K_2 = \frac{E_g (\lambda R(l) + R_0)}{2\lambda (R(l) + R_g)}; \quad (10)$$

$$K_3 = \frac{E_g (\lambda - G_0 R(l))}{2\lambda (R(l) + R_g)}; \quad K_4 = \frac{E_g (\lambda + G_0 R(l))}{2\lambda (R(l) + R_g)}.$$

З урахуванням (5) і того, що справедливим є співвідношення

$$-\frac{dU(x, 0)}{dx} = R_0 I(x, 0), \quad -\frac{dI(x, 0)}{dx} = G_0 U(x, 0), \quad (11)$$

система рівнянь (3) може бути записана як

$$\begin{aligned} \frac{d^2 U(x, p)}{dx^2} &= Z_0 Y_0 U(x, p) - [Z_0 C_0 + L_0 G_0] \times \\ &\times [K_1 \exp(\lambda k) + K_2 \exp(-\lambda k)], \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 I(x, p)}{dx^2} &= Z_0 Y_0 I(x, p) - [Y_0 L_0 + C_0 R_0] \times \\ &\times [K_3 \exp(\lambda k) + K_4 \exp(-\lambda k)]. \end{aligned}$$

Ці рівняння є звичайними лінійними диференціальними рівняннями другого порядку, де функції збурення представляються лінійними комбінаціями експонент.

Загальні рішення системи (12) мають вигляд

$$U(x, p) = A_1 \exp(\gamma x) + A_2 \exp(-\gamma x) + B_1 \exp(\lambda x) + B_2 \exp(-\lambda x), \quad (13)$$

$$I(x, p) = -\frac{A_1}{Z_W} \exp(\gamma x) + \frac{A_2}{Z_W} \exp(-\gamma x) + B_3 \exp(\lambda x) + B_4 \exp(-\lambda x),$$

де $Z_W = \left[\frac{(pL_0 + R_0)}{(pC_0 + G_0)} \right]^{0,5} = (Z_0 / Y_0)^{0,5}$ — операторний хвильовий опір, $\gamma = \left[\frac{(pL_0 + R_0)(pC_0 + G_0)}{Z_0 Y_0} \right]^{0,5} = (Z_0 Y_0)^{0,5}$ — операторний коефіцієнт поширення. Члени з коефіцієнтами $A_1 - A_2$ представляють загальні рішення однорідних рівнянь, що відповідають системі (12) [2], а з коефіцієнтами $B_1 - B_4$ — часткові рішення неоднорідних рівнянь. Значення коефіцієнтів $\{B_i\}_{i=1, \dots, 4}$ визначаються шляхом підстановки членів-рішень у рівняння (12), де функції збурення представляються експонентами з тими ж показниками

$$\lambda^2 B_i \exp[(-1)^{i+1} \lambda x] = \gamma^2 B_i \exp[(-1)^{i+1} \lambda x] - \quad (14)$$

$$-K_i (Z_0 C_0 + L_0 G_0) \exp[(-1)^{i+1} \lambda x];$$

$$B_i = \frac{K_i (Z_0 C_0 + L_0 G_0)}{\gamma^2 - \lambda^2} = \frac{K_i (Y_0 L_0 + C_0 R_0)}{\gamma^2 - \lambda^2} \frac{K_i}{p}, \quad (15)$$

де величини $\{K_i\}_{i=1, \dots, 4}$ дійсні й визначаються співвідношеннями (9а, б).

Опускаючи проміжні обчислення, аналогічним, які застосовуються при нульових початкових умовах, зображення струму й напруги при ненульових умовах можна представити у вигляді

$$U(x, p) = U_i(p) \operatorname{ch}[\gamma(l-x)] + \frac{Z_W}{Z_l} \operatorname{sh}[\gamma(l-x)] \times \\ \times \left[U_i(p) + L_l i(l, 0) - E_l(p) \right] + \frac{1}{p} \left\{ K_1 [\exp(\lambda x) - \operatorname{ch}(\gamma(l-x)) \exp(\lambda x)] + K_2 [\exp(-\lambda x) - \operatorname{ch}(\gamma(l-x)) \exp(-\lambda x)] - Z_W \operatorname{sh}(\gamma(l-x)) \times \right. \\ \left. \times [K_3 \exp(\lambda l) + K_4 \exp(-\lambda l)] \right\}; \quad (16)$$

$$I(x, p) = -\frac{U_i(p)}{Z_W} \operatorname{sh}[\gamma(l-x)] + \frac{1}{Z_l} \operatorname{ch}[\gamma(l-x)] \times \\ \times \left[U_i(p) + L_l i(l, 0) - E_l(p) \right] + \frac{1}{p} \left\{ K_3 [\exp(\lambda x) -$$

$$-\operatorname{ch}(\gamma(l-x)) \exp(\lambda l)] + K_4 [\exp(-\lambda x) - \operatorname{ch}(\gamma(l-x)) \exp(-\lambda l)] - \frac{1}{Z_W} \operatorname{sh}(\gamma(l-x)) \times \\ \times [K_1 \exp(\lambda l) + K_2 \exp(-\lambda l)] \right\}. \quad (17)$$

Тут як $U_i(p)$ позначено зображення напруги на навантаженні, що визначається таким чином

$$U_i(p) = \left\{ E_g(p) - \frac{1}{Z_l} [L_l i(l, 0) - E_l(p)] \right\} \left[Z_W \operatorname{sh}(\gamma l) + Z_g \operatorname{ch}(\gamma l) \right] + L_g i(0, 0) - \frac{1}{p} \left\{ K_1 (1 - \operatorname{ch}(\gamma l) \exp(\lambda l) - \frac{Z_g}{Z_W} \operatorname{sh}(\gamma l) \exp(\lambda l)) + K_2 (1 - \operatorname{ch}(\gamma l) \exp(-\lambda l) - \frac{Z_g}{Z_W} \operatorname{sh}(\gamma l) \exp(-\lambda l)) + K_3 (Z_g (1 - \operatorname{ch}(\gamma l) \exp(\lambda l) - Z_W \operatorname{sh}(\gamma l) \exp(\lambda l)) + K_4 (Z_g (1 - \operatorname{ch}(\gamma l) \exp(-\lambda l) - Z_W \operatorname{sh}(\gamma l) \exp(-\lambda l))) \right\} \left[\left(1 + \frac{Z_g}{Z_l} \right) \operatorname{ch}(\gamma l) + \left(Z_W / Z_l + Z_g / Z_W \right) \operatorname{sh}(\gamma l) \right]^{-1}, \quad (18)$$

де $Z_g = pL_g + R_g$, $Z_l = pL_l + R_l$, $L_g, L_l, R_g, R_l, E_g(p), E_l(p)$ — відповідно операторні опори, індуктивності, активні опори та зображення ЕРС генератора й навантаження.

У роботі [3] показано, що при нульових початкових умовах для лінії без спотворень, а також коли $E_g(p)$ є дрібно-раціональною функцією, зображення $U(x, p)$ і $I(x, p)$ мероморфні й мають кінцеве число полюсів. У цьому випадку для знаходження їхніх оригіналів можна скористатися запропонованим у цій роботі чисельним методом. Члени, що обумовлені ненульовими початковими умовами, у виразах (16)–(18) входять адитивно і є дрібно-раціональними функціями. Отже, при виконанні зазначених обмежень і коли $E_l(p)$ є дрібно-раціональною функцією, $U(x, p)$ і $I(x, p)$ також будуть представляти собою мероморфні функції з кінцевим числом полюсів і для їхнього обернення може бути застосований згаданий метод.

Для тестування співвідношень (16)–(18) розглянуто окремі випадки, що допускають відносно прості аналітичні рішення.

Так, для лінії без спотворень, яка у сталому режимі у своєму початку була підключена до ідеального джерела постійної напруги й працювала без навантаження, а при комутації була коротко-

замкнена у своєму початку, рішення щодо напруги має вигляд

$$\begin{aligned}
 u(x, t) = & \left[K_1 \exp(\lambda x) + K_2 \exp(-\lambda x) \right] 1(t) - \\
 & - \left(K_1 + K_2 \right) \exp(-\lambda x) 1\left(t - \frac{x}{v}\right) - Z_W \left[K_3 \exp(-\lambda x) + \right. \\
 & \left. + K_4 \exp(-\lambda(2l+x)) \right] 1\left(t - \frac{x+l}{v}\right) + \left(K_1 + K_2 \right) \times \\
 & \times \left[\exp(\lambda x) \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2kl-x}{v}\right) - \right. \\
 & \left. - \exp(-\lambda x) \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2kl+x}{v}\right) \right] - \\
 & - Z_W \left\{ \left[K_3 \exp(\lambda(2l+x)) + K_4 \exp(\lambda x) \right] \times \right. \\
 & \left. + \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2(k-1)l-x}{v}\right) \right\} + \\
 & + \left[K_3 \exp(-\lambda x) + K_4 \exp(-\lambda(2l+x)) \right] \times \\
 & \times \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2(k+1)l+x}{v}\right) \}. \quad (19)
 \end{aligned}$$

Рішення отримано із системи рівнянь (13) з використанням граничних умов $U(0, p) = 0$, $I(l, p) = 0$ і відповідає сталим режимам до комутації $U(x, 0) = K_1 \exp(\lambda x) + K_2 \exp(-\lambda x)$ й після закінчення перехідного процесу $U(l, +\infty) = 0$.

Для лінії без спотворень, яка у сталому режимі у своєму початку була підключена до ідеального джерела постійної напруги й працювала без навантаження, а при комутації була розімкнена у своєму початку, рішення щодо струму має вигляд

$$\begin{aligned}
 i(x, t) = & \left[K_3 \exp(\lambda x) + K_4 \exp(-\lambda x) \right] 1(t) - \\
 & - \left(K_3 + K_4 \right) \exp(-\lambda x) 1\left(t - \frac{x}{v}\right) + \left[K_3 \exp(-\lambda x) + \right. \\
 & \left. + K_4 \exp(-\lambda(2l+x)) \right] 1\left(t - \frac{x+l}{v}\right) + \left(K_3 + K_4 \right) \times \\
 & \times \left[\exp(\lambda x) \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2kl-x}{v}\right) - \right. \\
 & \left. - \exp(-\lambda x) \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2kl+x}{v}\right) \right] - \\
 & - \left[K_3 \exp(\lambda(2l+x)) + K_4 \exp(\lambda x) \right] \times \\
 & + \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2(k-1)l-x}{v}\right) + \\
 & + \left[K_3 \exp(-\lambda x) + K_4 \exp(-\lambda(2l+x)) \right] \times
 \end{aligned}$$

$$\times \sum_{k=1}^{+\infty} (-1)^k \exp(-2k\lambda l) 1\left(t - \frac{2(k+1)l+x}{v}\right). \quad (20)$$

Рішення отримано із другого рівняння системи (13) з використанням граничних умов $I(0, p) = 0$, $I(l, p) = 0$ і відповідає сталим режимам до комутації $I(x, 0) = K_3 \exp(\lambda x) + K_4 \exp(-\lambda x)$ й після закінчення перехідного процесу $I(l, +\infty) = 0$.

При тестуванні програмної реалізації методу було прийнято наступні параметри лінії, характерні для контактних мереж підземного рудникового транспорту: $C_0 = 2 \cdot 10^{-11}$ Ф/м, $G_0 = 10^{-8}$ Сим/м, $L_0 = 10^{-6}$ Гн/м, $R_0 = 5 \cdot 10^{-4}$ Ом/м, $l = 1$ км. На рис. 1 показані нормовані на максимум просторові розподіли напруги в лінії при перехідному процесі для моментів часу t : 1 – 0,2–0,5T; 3 – T; 4 – 1,75T; 5 – 2,75T; 6 – 3,25T; 7 – 100T; що відповідають рішенню (19); на рис. 2 – просторові розподіли струму в лінії при перехідному процесі для різних моментів часу t : 1 – 0,2–0,5T; 3 – 0,75T; 4 – T; 5 – 1,75T; 6 – 500T; 7 – 501T, що відповідають рішенню (20). Тут $T = l/v$ – час поширення хвилі у лінії.

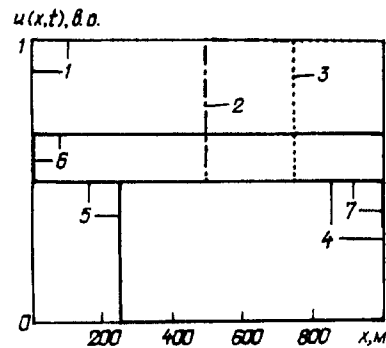


Рис. 1

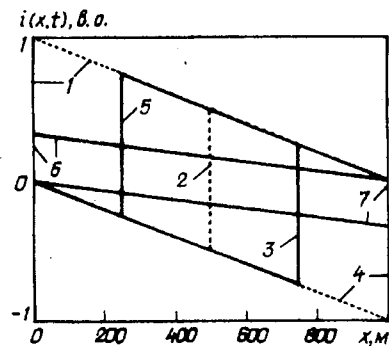


Рис. 2

Залежності, що показані на рис. 1, 2, узгоджуються з відповідними граничними умовами і розподілами у сталих режимах.

Висновки. Таким чином, у роботі визначено розподіли струму й напруги в контактній мережі постійного струму в сталому режимі.

Отримано аналітичні рішення системи диференціальних рівнянь щодо зображень струмів і

напруг, які описують перехідний процес у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах.

Показано, що при перехідному процесі в мережі постійного струму, у випадку мероморфності функцій зображень струму й напруги при нульових початкових умовах, відповідні їм функції при ненульових умовах також будуть мероморфні.

Розроблено програмну реалізацію запропонованого методу аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму, тестування якої показало узгодження одержуваних оригіналів розподілів напруги й струму в мережі з відповідними граничними умовами й розподілами в сталих режимах.

1. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. — М.: Наука, 1971. — 288 с.
2. Казанов З.Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 247 с.
3. Кожевников А.В., Денисова Г.Е. Обоснование выбора численного метода обратного преобразования Лапласа для на-

хождения мероморфных функций с конечным числом полюсов // Сб. научн. тр. НГУ. — 2007. — № 27. — С. 184—192.

4. Крючков И.П., Неклепаев Б.Н., Старшинов В.А. и др. Расчет коротких замыканий и выбор электрооборудования. — М.: Издательский центр "Академия", 2006. — 416 с.

5. Крылов В.И., Скобля Н.С. Методы приближенного преобразования Фурье и обращения преобразования Лапласа. — М.: Наука, 1974. — 224 с.

6. Кузнецов С.М. Защита тяговой сети от токов короткого замыкания. Ч 2. — Новосибирск: НГТУ, 2000. — 85 с.

7. Попов В.М. Помехоустойчивость автоматических средств защиты в электроустановках: Автореферат дисс. на соискание ученой степени к.т.н. по специальности 05.26.01. — М.: МЭИ, 1988. — 20 с.

8. Cuomo S., D'amore L., Murli A., Rizzardi M. Computation of the inverse Laplace transform based on a collocation method which use only real values. // Journal of Computational and Applied Mathematics. — 2007. — V. 198. — Pp. 98—115.

9. Garbow B.S., Giunta G., Lyness J., Murli A. Software implementation of Week's method for the inverse Laplace transform problem. // ACM Trans. Math. Software. — 1988. — V. 15. — Pp. 163—170.

Надійшла 08.12.2008

УДК 681.518.52

Л.І.МЕЩЕРЯКОВ, канд.техн.наук (Національний гірничий університет, Дніпропетровськ)

Удосконалення інформаційного забезпечення електротехнологічних комплексів та систем

Изложены принципы расширения информационного обеспечения электротехнических комплексов и систем на основе асимметричных функций.

Викладено принципи розширення інформаційного забезпечення електротехнологічних комплексів та систем на основі асиметричних функцій.

Постійно існуючі вимоги до підвищення точності та надійності процесів керування в сучасних автоматизованих системах керування (АСК) гірничих електротехнологічних комплексів та систем (ГЕТК) не забезпечуються у повному обсязі необхідною оперативною інформацією, що обумовлено як складною структурою та умовами робочого функціонування обладнання в гірничій промисловості, так і недостатніми науковими дослідженнями. На цьому і ґрунтується функціональне протиріччя між вимогою забезпечення оптимальної

якості сучасного керування технологічними процесами (ТП) в ГЕТК і обмеженням необхідної та доступної для забезпечення цієї вимоги інформації. Таким чином, формується важлива наукова задача пошуку якісних умовних оцінок інформаційних характеристик діагностичних сигналів, що відповідають робочим режимам ГЕТК. Аналіз структур та інформаційних властивостей дисперсійних функцій дає підставу за аналогією з ними сформулювати і запропонувати до застосування при дослідженні динамічних та інформаційних характеристик нелі-

напруг, які описують перехідний процес у контактній мережі постійного струму при ненульових початкових умовах.

Показано, що при перехідному процесі в мережі постійного струму, у випадку мероморфності функцій зображень струму й напруги при нульових початкових умовах, відповідні їм функції при ненульових умовах також будуть мероморфні.

Розроблено програмну реалізацію запропонованого методу аналізу перехідних процесів у контактній мережі постійного струму, тестування якої показало узгодження одержуваних оригіналів розподілів напруги й струму в мережі з відповідними граничними умовами й розподілами в сталих режимах.

1. Д'єч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. — М.: Наука, 1971. — 288 с.
2. Каганов З.Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 247 с.
3. Колесников А.В., Денисова Г.Е. Обоснование выбора численного метода обратного преобразования Лапласа для на-

хождения мероморфных функций с конечным числом полюсов // Сб. научн. тр. НГУ. — 2007. — № 27. — С. 184—192.

4. Крючков И.П., Неклепаев Б.Н., Старшинов В.А. и др. Расчет коротких замыканий и выбор электрооборудования. — М.: Издательский центр "Академия", 2006. — 416 с.

5. Кривонос В.И., Скобля Н.С. Методы приближенного преобразования Фурье и обращения преобразования Лапласа. — М.: Наука, 1974. — 224 с.

6. Кузнецов С.М. Защита тяговой сети от токов короткого замыкания. Ч 2. — Новосибирск: НГТУ, 2000. — 85 с.

7. Попов В.М. Помехоустойчивость автоматических средств защиты в электроустановках: Автореферат дисс. на соискание ученой степени к.т.н. по специальности 05.26.01. — М.: МЭИ, 1988. — 20 с.

8. Cuomo S., D'amore L., Murli A., Rizzardi M. Computation of the inverse Laplace transform based on a collocation method which use only real values. // Journal of Computational and Applied Mathematics. — 2007. — V. 198. — Pp. 98—115.

9. Garbow B.S., Giunta G., Lyness J., Murli A. Software implementation of Week's method for the inverse Laplace transform problem. // ACM Trans. Math. Software. — 1988. — V. 15. — Pp. 163—170.

Надійшла 08.12.2008

УДК 681.518.52

Л.І.МЕЩЕРЯКОВ, канд.техн.наук (Національний гірничий університет, Дніпропетровськ)

Удосконалення інформаційного забезпечення електротехнологічних комплексів та систем

Изложены принципы расширения информационного обеспечения электротехнических комплексов и систем на основе асимметричных функций.

Викладено принципи розширення інформаційного забезпечення електротехнологічних комплексів та систем на основі асиметричних функцій.

Постійно існуючі вимоги до підвищення точності та надійності процесів керування в сучасних автоматизованих системах керування (АСК) гірничих електротехнологічних комплексів та систем (ГЕТК) не забезпечуються у повному обсязі необхідною оперативною інформацією, що обумовлено як складною структурою та умовами робочого функціонування обладнання в гірничій промисловості, так і недостатніми науковими дослідженнями. На цьому і ґрунтується функціональне протиріччя між вимогою забезпечення оптимальної

якості сучасного керування технологічними процесами (ТП) в ГЕТК і обмеженням необхідної та доступної для забезпечення цієї вимоги інформації. Таким чином, формується важлива наукова задача пошуку якісних умовних оцінок інформаційних характеристик діагностичних сигналів, що відповідають робочим режимам ГЕТК. Аналіз структур та інформаційних властивостей дисперсійних функцій дає підставу за аналогією з ними сформулювати і запропонувати до застосування при дослідженні динамічних та інформаційних характеристик нелі-

нійних об'єктів керування в АСК ТП ГЕТК нових функцій — асиметричних [1–4].

При формалізації задач керування складними ГЕТК одномірна асиметрична функція (функція асиметрії) випадкового сигналу $U(t)$ визначається як невинадкова функція двох аргументів $\gamma_{Muu}(t, v)$, яка для кожної пари значень t і v дорівнює асиметрії умовного математичного сподівання відповідних перетинів сигналу $U(t)$ за виразом

$$\gamma_{Muu}(t, v) = M \left[M(U_t | U_v) - MU_t \right]^3 / \sigma_{uu}^3, \quad (1)$$

де $M(U_t | U_v)$ — умовне математичне сподівання значення U_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргумента t відносно значення u_v цієї ж функції при іншому довільному значенні аргумента v ; MU_t — математичне сподівання генеральної вибірки сигналу входу $U(t)$; σ_{uu} — середнє квадратичне відхилення вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$.

Нормоване значення одномірної асиметричної функції визначається формулою

$$\lambda_{Muu}^3(t, v) = \gamma_{Muu}(t, v) / AU_t, \quad (2)$$

де $\lambda_{Muu}(t, v)$ — одномірна автоасиметрична функція випадкового сигналу входу $U(t)$; AU_t — асиметрії генеральної вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$.

Для розширення інформаційного забезпечення АСК ТП ГЕТК перспективно використати в структурі асиметричних функцій інші статистичні характеристики енергоінформаційних сигналів. Так, можливі варіації одномірних автоасиметричних функцій випадкового сигналу входу $U(t)$ з заміною складової умовного математичного сподівання на вищі умовні оцінки, що визначають їх теж невинадковими функціями двох аргументів, які для кожної пари значень t, v будуть дорівнювати відповідно асиметриям умовних дисперсій, асиметриям умовних асиметрій та асиметриям умовних ексцесів відповідних перетинів сигналу входу $U(t)$

$$\gamma_{Duu}(t, v) = M \left[D(U_t | U_v) - DU_t \right]^3 / \sigma_{Duu}^3, \quad (3)$$

$$\gamma_{Auu}(t, v) = M \left[A(U_t | U_v) - AU_t \right]^3 / \sigma_{Auu}^3,$$

$$\gamma_{Euu}(t, v) = M \left[E(U_t | U_v) - EU_t \right]^3 / \sigma_{Euu}^3,$$

де $D(U_t | U_v)$ — умовна дисперсія значення U_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t відносно значення u_v цієї ж функції сигналу при іншому довільному значенні аргументу v ; DU_t — дисперсія генеральної вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$;

$A(U_t | U_v)$ — умовна асиметрія значення U_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t відносно значення u_v цієї ж функції при іншому довільному значенні аргументу v ; AU_t — асиметрія генеральної вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$; $E(U_t | U_v)$ — умовний ексцес значення U_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t відносно значення u_v цієї ж функції при іншому довільному значенні аргументу v ; EU_t — ексцес генеральної вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$; σ_{uu} — середнє квадратичне відхилення вибірки випадкового сигналу входу $U(t)$.

За представленими структурами виразів (3) формуються нормовані значення можливих варіацій одномірних автоасиметричних функцій випадкового сигналу входу $U(t)$ відповідно за формулами

$$\lambda_{Duu}^3(t, v) = \gamma_{Duu}(t, v) / AU_t, \quad (4)$$

$$\lambda_{Auu}^3(t, v) = \gamma_{Auu}(t, v) / AU_t,$$

$$\lambda_{Euu}^3(t, v) = \gamma_{Euu}(t, v) / AU_t,$$

де $\gamma_{Duu}(t, v)$ — одномірна автоасиметрична функція умовних дисперсій входу $U(t)$; $\gamma_{Auu}(t, v)$ — одномірна автоасиметрична функція умовних асиметрій входу $U(t)$; $\gamma_{Euu}(t, v)$ — одномірна автоасиметрична функція умовних ексцесів входу $U(t)$.

Більш цінною інформативною оцінкою є одномірна взаємоасиметрична функція, що визначається як невинадкова функція декількох аргументів $\gamma_{yuu}(s, v, t)$, і яка для кожної пари значень t, v і s дорівнює асиметрії умовного математичного сподівання перетину одного випадкового сигналу щодо перетинів інших сигналів. Наприклад, для векторів сигналів виходу $Y(s)$ і входу $U(t)$ функція відобразиться так

$$\gamma_{Myu}(s, t) = M \left[M(Y_s | U_t) - MY_s \right]^3 / \sigma_y^3, \quad (5)$$

де $M(Y_s | U_t)$ — умовне математичне сподівання значення Y_s випадкової функції вибірки сигналу виходу $Y(s)$ при довільному значенні аргументу s відносно значення u_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при його довільному значенні заданого аргументу t ; MY_s — математичне сподівання генеральної вибірки сигналу виходу $Y(s)$.

Інші варіації одномірних взаємоасиметричних функцій випадкових сигналів входу $U(t)$ і виходу $Y(t)$, які визначені через вищі умовні оцінки, що пропонуються до застосування, визначають теж невинадкові функції двох аргументів, які для кожної пари значень t, v будуть дорівнювати відповідно асиметриям умовних дисперсій, умовних асиметрій та умовних ексцесів відповідних перетинів сиг-

налу і відобразитися виразами

$$\begin{aligned}\gamma_{Dyu}(s, t) &= [D(Y_s | U_t) - DY_s]^3 / \sigma_{Dy}^3, \\ \gamma_{Ayu}(s, t) &= [A(Y_s | U_t) - AY_s]^3 / \sigma_{Ay}^3, \\ \gamma_{Eyu}(s, t) &= [E(Y_s | U_t) - EY_s]^3 / \sigma_{Ey}^3,\end{aligned}\quad (6)$$

де $D(Y_s | U_t)$ — умовна дисперсія значення Y_s випадкової функції вибірки сигналу виходу $Y(s)$ при довільному значенні аргументу s відносно значення u_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t ; DY_s — дисперсія генеральної вибірки випадкового сигналу виходу $Y(s)$; $A(Y_s | U_t)$ — умовна асиметрія значення Y_s випадкової функції вибірки сигналу виходу $Y(s)$ при довільному значенні аргументу s відносно значення u_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t ; AY_s — асиметрія генеральної вибірки випадкового сигналу виходу $Y(s)$; $E(Y_s | U_t)$ — умовний ексцес значення Y_s випадкової функції вибірки сигналу виходу $Y(s)$ при довільному значенні аргументу s відносно значення u_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t ; EY_s — ексцес генеральної вибірки випадкового сигналу виходу $Y(s)$; σ_y — середнє квадратичне відхилення вибірки випадкового сигналу виходу $Y(s)$.

Представлення множинного асиметрійного відношення на випадок однієї або декількох генеральних вибірок значень енергоінформативних сигналів визначається як одномірною множинною асиметрійною функцією

$$\gamma_{u|u}(t; v_1, v_2, \dots, v_n) = \frac{M}{\sigma_u^3} [M(U_t | U_{v_1}, \dots, U_{v_n}) - MU_t]^3. \quad (7)$$

де $M(U_t | U_{v_1}, \dots, U_{v_n})$ — умовне множинне математичне сподівання значення U_t випадкової функції вибірки сигналу виходу $U(t)$ при довільному значенні аргументу t відносно значення u_t випадкової функції вибірки сигналу входу $U(t)$ при його довільному значенні заданого аргументу t .

Тоді одномірною множинною взаємоасиметрійною функцією визначиться відповідно як

$$\gamma_{u|u}(t; v_1, v_2, \dots, v_n) = \frac{M}{\sigma_y^3} [M(Y_t | U_{v_1}, \dots, U_{v_n}) - MY_t]^3. \quad (8)$$

Одномірні нормовані оцінки знаходяться шляхом поділу кожної з асиметрійних функцій на відповідну їй асиметрію випадкового сигналу в момент часу t

$$\begin{aligned}\lambda_{u|U}^3(t; v_1, v_2, \dots, v_n) &= \gamma_{u|U}(t; v_1, v_2, \dots, v_n) / A U(t); \\ \lambda_{y|U}^3(t; v_1, v_2, \dots, v_n) &= \gamma_{y|U}(t; v_1, v_2, \dots, v_n) / A Y(t).\end{aligned}\quad (9)$$

Очевидно, що в кожній точці t, v_1, v_2, \dots, v_n зони виміру нормовані одномірні множинні асиметрійні функції представляють собою множинні асиметрійні відношення випадкового значення вибірки інформаційного сигналу в момент часу t і випадкових величин $U_{v_1}, U_{v_2}, \dots, U_{v_n}$. Цим визначається

ступінь сукупного впливу множини значень випадкового сигналу на задане значення того ж самого сигналу для одномірної автоасиметрійної функції або іншого сигналу для одномірної взаємоасиметрійної функції. В автоасиметрійному випадку функції умовного математичного сподівання $M(U_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_M(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$, умовної дисперсії $D(U_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_D(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$, умовної асиметрії $A(U_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_A(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$ і умовного ексцесу $E(U_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_E(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$ є моделі внутрішньої структури інформаційного сигналу $U(t)$, і сила зв'язку по цих моделях визначається

одномірними множинними асиметрійними функціями $\gamma_{Mu|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Du|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Au|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Eu|U}(t; v_1, \dots, v_n)$. Модель же сукупного впливу $U(v)$ для значень аргументів v_1, v_2, \dots, v_n на значення випадкового сигналу $Y(t)$ для кожного t задається функціями множинного умовного математичного сподівання $M(Y_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_M(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$, умовної дисперсії $D(Y_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_D(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$, умовної асиметрії $A(Y_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_A(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$, умовного ексцесу $E(Y_t | u_{v_1}, \dots, u_{v_n}) = \varphi_E(u_{v_1}, \dots, u_{v_n})$ і функціями $\gamma_{My|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Dy|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Ay|U}(t; v_1, \dots, v_n), \gamma_{Ey|U}(t; v_1, \dots, v_n)$.

Для вирішення практичних задач ідентифікації в АСК ТП ГЕТК можуть бути використані такі основні види асиметрійних функцій. По-перше, узагальнена взаємна асиметрійна функція, що забезпечує одержання характеристики умовної асиметрії щодо процесу $U(t)$ статистичного зв'язку двох випадкових сигналів $X(t)$ і $Y(t)$. При цьому взаємодія двох випадкових сигналів стану $X(t)$ і виходу $Y(t)$ вимірюється при фіксованих у різні моменти часу значеннях сигналу входу $U(t)$. Ця оцінка умовного статистичного зв'язку при автоматизації ГЕТК визначається функцією трьох аргументів у вигляді

$$\begin{aligned}\gamma_{yx|U}(t, v; w) &= \\ &= M \{ [M(Y_t | U_w) - MY_t]^2 [M(X_v | U_w) - MX_v] \}.\end{aligned}\quad (11)$$

Значення вагового ступеня за структурними співмножниками залежності сигналів виходу $Y(t)$ від входу $U(t)$ або стану $X(t)$ від входу $U(t)$ визначається повністю умовами розв'язуваної задачі ідентифікації. Типовим прикладом практичного використання даної ідентифікаційної оцінки є взаємодія випадкових сигналів виходу $Y(t)$ і входу $U(t)$ динамічного ГЕТК при фіксованих значеннях випадкових сигналів технологічного та технічного станів $X(t)$. Внутрішній фізичний зміст узагальненої взаємної асиметричної функції $\gamma_{yu|x}(t, v; w)$ полягає в оцінці сили зв'язку між сигналами виходу $Y(t)$ і входу $U(t)$ при заданому стані $X(t)$, коли тіснота їх зв'язку зі станом $X(t)$ визначається відповідними одномірними взаємними асиметричними функціями $\gamma_{yx}(t, \varepsilon)$ і $\gamma_{ux}(v, q)$.

Нормована узагальнена взаємна асиметрична функція випадкових сигналів виходу $Y(t)$ і входу $U(t)$ щодо сигналу стану $X(t)$ визначається так

$$\lambda_{yu|x}^3(t, v; w) = \gamma_{yu|x}(t, v; w) / \left(A_y^{0.5}(t) A_u^{0.5}(v) \right). \quad (12)$$

У виразі (12) випадковий сигнал стану $X(t)$ з позицій задачі ідентифікації можна використовувати як фіксуючу умову технологічного або технічного стану, при різних поточних значеннях якого розглядається взаємодія сигналів виходу $Y(t)$ і входу $U(t)$. Узагальнені автоасиметричні функції аналогічні функції (12), тому що відображають асиметрію лінійного зв'язку між функціями авторегресії по траєкторіях випадкових сигналів. Причому самі функції авторегресії $M(U_t | u_w) = \psi_{u1}(u_w)$ і $M(U_v | u_w) = \psi_{u2}(u_w)$ звичайно є нелінійними.

Асиметричні функції (12) узагальнено представляють собою коваріації умовних моментних функцій випадкових сигналів. Тому можна розширити їх клас за рахунок введення оцінки умовного зв'язку двох випадкових сигналів $Y(t)$ і $U(t)$ при фіксованих у різні моменти часу w і q значеннях випадкових інформаційних сигналів різних станів $X1(t)$ і $X2(t)$

$$\gamma_{yu|x1x2}(t, v; w, q) = \text{cov} \left[M(Y_t | X1_w)^2, M(U_v | X2_q) \right]. \quad (13)$$

Даний вираз дозволяє визначити непрямий асиметричний зв'язок пари випадкових інформаційних сигналів $Y(t)$ і $U(t)$ через взаємозв'язок двох інших випадкових сигналів станів $X1(t)$ і $X2(t)$.

Оскільки кожній обмірюваній парі значень сигналів виходу $Y(t)$ і входу $U(v)$ відповідає деякий вектор тимчасових перетинів фонового сигналу стану $X(t)$, то можна використовувати і асиметричну оцінку умовного зв'язку, обумовлену як узагальнену множинну асиметричну функцію відповідно до виразу

$$\gamma_{yu|x}(t, v; w_1, \dots, w_n) = \text{cov} \left[M(Y_t | X_{w_1}, \dots, X_{w_n})^2, M(U_v | X_{w_1}, \dots, X_{w_n}) \right]. \quad (14)$$

У останньому виразі умовні математичні сподівання $M(Y_t | X_{w_1}, \dots, X_{w_n})$, $M(U_v | X_{w_1}, \dots, X_{w_n})$ випадкових значень інформаційних сигналів $Y(t)$ і $U(v)$ визначаються щодо фонового вектора значень випадкового сигналу $X(t)$ в кінцевій множині точок w_1, \dots, w_n з діапазону виміру. Поділ функцій $\gamma_{yu|xy}(t, v; w, q)$ і $\gamma_{yu|x}(t, v; w_1, \dots, w_n)$ на відповідні значення асиметрій $A_y(t)$ і $A_x(v)$ дозволяє одержати їх нормовані значення.

Таким чином, розроблено математичний апарат інформаційних характеристик асиметричних функцій, що в силу своїх аналітичних та структурних особливостей мають чутливість до градієнта нелінійного зв'язку по горизонталі щільності розподілу ймовірностей значень сигналів з датчиків контролю оперативного технологічного та технічного станів ГЕТК і обумовлюють підвищення точності та достовірності визначення останніх, що може бути використано для збільшення інформаційного забезпечення керування у відповідності до сучасних вимог інтегрованих задач АСК ТП.

1. Дудля М.А., Меццьяков Л.І. Діагностика та проектування бурових машин і механізмів: Навч. посібник. — Д.: Національний гірничий університет, 2004. — 268 с.

2. Меццьяков Л.І. Базова форма дисперсійної моделі гірничих технологічних комплексів // Сб. науч. тр. НГУ. — 2004. — №20. — С. 209—214.

3. Меццьяков Л.І. Математические основы построения дисперсионных диагностических моделей горных электромеханических систем. // Вибрации в технике и технологиях. — 2002. — №1(22). — С. 41—44.

4. Piwniak G.G., Kaliski M., Zieba A., Mieszczerekow L.J., Dudla M.A. Diagnostyka urzadzen wiertniczych. — Krakow—Dniepropietrowsk, 2004. — 174 с.

Надійшла 08.12. 2008

ABSTRACTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

GUDYM V.I., YURKIV B.M., POSTOLYUK A.Ya., SAMBORSKIY O.V. (Lviv) **A method of contour-nodal coordinates for electrically uncoupled circuits with mutual-inductive couplings**

The article develops a method of contour-nodal coordinates for analysis of network circuits electrically uncoupled with an arbitrary structure of mutual-inductive couplings between the branches. Algorithm of state equations forming in contour-nodal coordinates for analysis of electric circuits modes at the level of active values of voltages and currents as to network circuits of complex structure is elaborated. The given algorithm can be successfully applied for state equations forming with the purpose of analysis of electric circuits modes in instantaneous coordinates.

Conversion of electric energy parameters

TIKHOVOD S.M., AFANASYEVA I.O., KORNUK T.M. (Zaporozhye) **Development of a computer program of thyristors electromagnetic circuits simulation**

The Colo system of computer simulation of electromagnetic processes in complex nonlinear magnetoelectric circuits is elaborated. Support of power thyristors simulation is implemented into the Colo system.

BOIKO V.S., KUDRUA E.A., SHULYAK A.A. (Kyiv) **Computation of control and commutating angles in a compensating conversion system with an adjustable switching device**

The results of investigation of electromagnetic process in a conversion system of a compensating type, which switching unit contains a three-phase capacitor battery and power keys combining functions of the device of condensers recharging and control of a technological process in load, are presented. Special features of commutation relations composition used for computation of control and commutation angles of power rectifiers is considered according to different modes of load operation.

SHAPOVAL I.A. (Kyiv) **A double-way feed machine with a matrix converter in the modes of a generator and an engine**

The results of experimental tests of a double-way feed machine with a matrix converter supply of a rotary circuit are presented. Algorithms of a double-way feed machine and a matrix converter control are implemented in a real-time mode using DSP-controller. An experimental bench for a double-way feed machine control is described. Experimental investigations showed that control algorithms of a double-way feed machine guarantee working of the given moment at simultaneous provision of a power factor of a stator circuit close to a unity.

Electromechanical energy conversion

TITKO A.I., FEDORENKO G.M. (Kyiv), GRUBOY A.P., TCHEREDNIK V.I. (Kharkov) **Electrodynamical efforts in frontal parts of a rotor and a stator winding of a turbo-generator at transients in self-synchronization modes**

The methodology of electrodynamic efforts computation, which have an influence on current-carrying elements including a rotor and a stator windings of generators at transient processes in dynamic modes, is given. Analysis of such forces effect on frontal parts of a rotor and a stator windings of a generator of 250 MW capacity at unsuccessful switching on of the generator at synchronization is made.

Electric power systems and installations

STOGNIY B.S., TANKEVICH E.N., VARSKIY G.M., YAKOVLEVA I.V. (Kyiv), RYABCHUK S.V. (Khmelnitsky) **A mathematical model of a measuring current transformer on the basis of new magnetic materials**

B-H curves of a strip ring-type magnet of the nanocrystalline alloy MM-11 are investigated. A mathematical model of a current transformer with such a magnet in the form of a structure chart of a follow-up system is made. Taking into account the obtained results of investigations a current transformer with the given minimum value of a rated safety factor of devices of its secondary winding is computed and made. Conformity of its metrological characteristics with the given values is experimentally proved.

Electrotechnological complexes and systems

GORISLAVETS Yu.M., GLUKHENKY A.I. (Kyiv) **Electrodynamical parameters of a rotary motion system of liquid metal of induction hot air furnace**

A mathematical model for numerical computation of magnetohydrodynamic processes is elaborated for an induction melting furnace equipped with a system of electromagnetic rotation of liquid metal in channels. A specific electromagnetic moment and an a cross-section of a cylindrical channel averaged angular velocity of liquid metal depending on a supply voltage are determined as a result of solution of an associated circuit-field problem of an electromagnetic field computation together with equations of hydrodynamics.

Information-measuring systems in power engineering

LEVYTSKY A.S., NOVIK A.I., KOCHETKOV S.I. (Kyiv) **Capacitive cells for measurement of dielectric characteristics of rocks**

Capacitive cells for measurement of dielectric characteristics of hard rocks and minerals are proposed.

BORISENKO A.N. (Kharkiv) **Questions of diagnostic characters choice for control and diagnostic systems of diesel-generators**

Identification of defects, construction of decision rules and forming of training totalities for control and diagnostic systems of diesel-generators on the basis of a linear periodic random process (LPRP) theory.

ZAITSEV E.A., KONONENKO A.G., MASJURENKO Yu.A., NIZHENSKY A.D., LATENKO V.I., ORNATSKY I.A. (Kyiv) **Specific errors of phase-frequency laser distance meters**

Measuring errors arising in a case of application of a phase-frequency method of ranging in laser range finding are considered. Measures for their diminishing are proposed.

To the 110th anniversary of National Mining University

PIVNYAK G.G. (Dnipropetrovsk) **National Mining University - 110 years of educational work and scientific efforts**

Analysis of educational work and scientific efforts of the National Mining University since the period of its establishment is made. Description of the research activities and developments fulfilled by the scientists of the University in the field of electrical and power engineering is given.

PIVNYAK G.G., BESHTA O.S., KHILOV V.S. (Dnipropetrovsk) **Development of a method of successive correction with application of fuzzy control for an electric drive of a boring rig rotation**

Frequency characteristics of a control object of a spinner drive of a boring rig are investigated. Characteristic frequencies of additional transfer members caused by elastic properties of transmission are found. Control algorithms suppressing fluctuations in a control system are found. Ideas of neuro-fuzzy control for fluctuations suppression in a control system are used.

BESHTA A.S., AZJUKOVSKY A.A. (Dnipropetrovsk) **A choice of the rational way of water delivery adjustment by a pumping unit**

Analysis of power efficiency of application of a controlled-velocity electric drive for rotary pumps is made. Guidelines for a choice of the rational way of a pump productivity adjustment are formulated.

PIVNYAK G.G., KOZHEVNIKOV A.V. (Dnipropetrovsk) **A symbolic method of transient processes analysis in DC contact system at nonzero entry conditions**

A symbolic method of transient processes analysis in DC contact system at nonzero entry conditions is described. The method includes obtaining of analytical solutions regarding images of current and voltage distributions, their analytical or numerical inversion for originals finding. Design correlations and simulation results are given.

MESCHERYAKOV L.I. (Dnipropetrovsk) **Improvement of dataware of electrotechnical complexes and systems**

Principles of dataware expansion of electrotechnical complexes and systems on the basis of asymmetric functions are stated.