ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ



Науковий журнал

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА та ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

№2'2019

Засновано Запорізьким національним технічним університетом у травні 1999 року

Виходить 4 рази на рік

Запоріжжя

2019

Головний редактор	д-р техн. наук
	Яримбаш Д.С.
Заст. гол. редактора	д-р техн. наук
	Тіховод С.М.
Відповідальний	канд. техн. наук
секретар	Коцур М. І.

ЗАКОРДОННІ ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ

Zgraja Jerzy, Ph.D, професор Лодзького технологічного університету, Лодзь, Польща; Biro, Oszkar, Ph.D, професор інституту основ і теорії електротехніки Грацького технічного, Грац, Австрія;

Zurek Stan, Ph.D., науковий співробітник, Кардіффський університет, Кардіфф, Великобританія;

Sebastian Tomy, Ph.D, професор університету Торонто, м. Торонто, Канада, технічний експерт корпорації "Motor Drives and Control Group", Бей-Сіті, Мічиган, США;

Arturi, Cesare Mario, Ph.D., професор політехнічного університету Мілана, Італія;

Ronseero-Clemente Carlos, Ph.D., професор факультету Електроенергетика та електронні системи, Університет Естремадури, м. Бадахос, Іспанія;

José Roberto Camacho, PhD, професор електротехніки в Uberlandia федеральний університет, Бразилія;

Mohamed Ahmed Moustafa Hassan, Ph.D., професор кафедри електротехніки та електроенергетики, Каїрський університет, Гіза, Єгипет. Включено до переліку наукових фахових видань України (наказ МОНУ № 1328 від 21.12.2015р.)

ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ (Україна)

Загірняк М. В., д-р техн. наук, проф., Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м. Кременчук, Україна; Зірка С. Є., д-р техн. наук, проф., Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, м. Дніпро, Україна; Мілих В. І., д-р техн. наук, проф., Національний технічний університет «ХПІ», м. Харків, Україна; Жильцов А. В., д-р техн. наук, проф., Національний університету біоресурсів і природокористування України, м. Київ, Україна; Паранчук Я. С., д-р техн. наук, проф., Національний університет "Львівська політехніка", м. Львів, Україна; Толочко О. І., д-р техн. наук, проф., Київський політехнічний інститут імені І. Сікорського", м. Київ, Україна; Бушер В. В., д-р техн. наук, проф., Одеський національного політехнічного університету, м. Одеса, Україна; Андрієнко П. Д., д-р техн. наук, проф., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Зіновкін В. В., д-р техн. наук, проф., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Мороз Ю. І., канд. техн. наук, доц., Дніпровський національний університет імені Олеся Гончара, м. Дніпро, Україна; Коцур І. М., канд. техн. наук, доц., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Яримбаш С. Т., канд. техн. наук, доц., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Шило Г. М., д-р техн. наук, доц., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Фурманова Н. І., канд. техн. наук, доц., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Пархоменко А. В., канд. техн. наук, доц., Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя, Україна; Щербовських С. В., д-р. техн. наук, доц., Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів, Україна; Мартинюк В. В., д-р. техн. наук, проф., Хмельницький національний університет, м. Хмельницький, Україна; Кочан В. В., канд. техн. наук, доц., Тернопільський національний економічний університет, м. Тернопіль, Україна; Глоба Л. С., д-р. техн. наук, проф., Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна; Скулиш М. А., канд. техн. наук, с.н.с., Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», м. Київ, Україна.

Журнал включено до міжнародних наукометричних баз: РИНЦ; каталогів та систем пошуку: CrossRef; Directory of Open Access Journals (DOAJ); OpenAIRE; Public Knowledge Project (PKP); ResearchBib - Academic Recource Index; Scientific Indexing Services (SIS); Ulrich's Periodicals Directory; WorldCat; КіберЛенінка; Наукова періодика України — проект Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського (НБУВ).

> У науковому журналі друкуються результати фундаментальних та прикладних досліджень, зокрема результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук у галузі електротехніки та електроенергетики у відповідності з рубриками: 1. Електротехніка; 2. Електроенергетика.

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

Видавець: Запорізький національний технічний університет, м. Запоріжжя. Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК №2394 від 27.12.2005р.

Реєстрація журналу: Журнал зареєстровано у Міністерстві юстиції України. Свідоцтво про державну реєстрацію КВ №6905 від 29.01.2003р.

Адреса редакції: Редакційно-видавничий відділ. Запорізький національний технічний університет, вул. Жуковського, 64, м. Запоріжжя, 69063, Україна. Телефон:+380(61)769-82-96 Факс: (061) 764-21-41 e-mail: rvv@zntu.edu.ua.

Електрона адреса журналу http://ee.zntu.edu.ua E-mail: etae@ukr.net

Комп'ютерна верстка Дяченко О.О. Редактор англійських текстів Войтенко С.В. Журнал підписано до друку 10.06.2019 за рекомендацією вченої ради Запорізького національного технічного університету (протокол №10 від 03.06.2019 р.). Формат 60х84/8. Ум. Др. Арк. 6,62. Тираж 300 прим. Зам. №708

© Запорізький національний технічний університет, 2019

ZAPORIZHZHIA NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY



Scientific journal

ELECTRICAL ENGINEERING & POWER ENGINEERING

№2'2019

Founded by Zaporizhzhia National Technical University in May 1999

4 issues per year

Zaporizhzhia 2019 Editor-in-chief Prof., Dmitr Associate Editor-in-chief Assoc Sergiy Senior secretary Assoc Mikha

Prof., Sc.D. DmitroYarymbash Assoc. prof., Sci.D., Sergiy Tihovod Assoc. prof., Ph.D. Mikhailo Kotsur

FOREIGN MEMBERS OF EDITIONAL BOARD

Prof. Jerzy Zgraja, Ph.D., Lodz University of Technology, Lodz, Poland;

Prof. Oszkár Bíró, Ph.D., Technical University of Graz, Graz, Austria;

Zurek, Stan, Ph.D., Research Associate, Cardiff University, Cardiff, United Kingdom;

Sebastian Tomy, Ph.D, Toronto University, Canada, (Technical Expert, Motor Drives and Control Group, Bay City, Michigan, USA);

Arturi Cesare Mario, PhD., Prof., Polytechnic University of Milan, Italy;

Carlos Roncero-Clemente, Ph.D., Prof., Universidad de Extremadura, Badajoz, Spain;

José Roberto Camacho PhD, Prof., Universidade Federal de Uberlandia, Brazil;

Mohamed Ahmed Moustafa Hassan, Ph.D., Prof., Cairo University, Giza, Egypt.

The journal has been included scientific professional editions of Ukraine (Order of the Ministry of Education and Science № 1328 dated 21.12.2015)

MEMBERS OF EDITIONAL BOARD (Ukraine)

M.V. Zagirnyak, Sc.D., prof., Kremenchuk Michaylo Ostrogradskiy National University; S. E Zirka, Sc.D., prof., Oles Honchar Dnipro National University, Dnipro, Ukraine; V. I. Milykh, Sc.D., prof., National Technical University "KhPI", Khrarkiv, Ukraine; A. V. Zhyltsov, Sc.D., prof., National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine; Ya. S. Paranchuk, Sc.D., prof., Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine; O. I. Tolochko, Sc.D. prof., Kyiv Polytechnic National Technical University, Kiev, Ukraine; V. V. Busher, Sc.D., prof., Odesa National Polytechnic University, Odesa, Ukraine; P. D. Andrienko, Sc.D., prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; V.V. Zinovkin, Sc.D., prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; Yu I. Moroz, Ph.D., assoc. prof., Oles Honchar Dnipro National University, Dnipro, Ukraine; I. M. Kotsur, Ph.D, assoc. prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; S. T. Yarymbash, Ph.D, assoc. prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; G. M. Shilo, Sci.D., assoc. prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; N. I. Furmanova, Ph.D., assoc. prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; A. V. Parkhomenko, Ph.D., assoc. prof., Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine; S. V. Shcherbovskykh, Sc.D., assoc. prof., Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine; V. V. Martynyuk, Sc.D., prof., Khmelnytsky National University, Khmelnitsky, Ukraine; V. V. Kochan, Ph.D., assoc. prof., Ternopil National Economic University, Ternopil, Ukraine; L. S. Globa, Sc.D. prof., Kyiv Polytechnic National Technical University, Kyiv, Ukraine; M. A. Skulish, Ph.D., assoc. prof., Kyiv Polytechnic National Technical University, Kyiv, Ukraine;

The journal included in the international scientometric databases: Index Copernicus Journals Master List; Inspec; PHHL; **catalogs and search systems:** CrossRef; Directory of Open Access Journals (DOAJ); Google Academy; OpenAIRE; Public Knowledge Project (PKP); ResearchBib - Academic Recource Index; Scientific Indexing Services (SIS); Ulrich's Periodicals Directory; WorldCat; CyberLeninka; Scientific Periodicals of Ukraine — the project of the National Library of Ukraine named V.I. Vernadsky (NBUV).

	The scientific journal publishes the results of fundamental and applied research, in particular the results of disser- tation papers for obtaining the scientific degrees of a Sci.D. and a Ph.D. of technical sciences in the field of elec- trical engineering and electrical engineering in accordance with the headings: 1. Electrical engineering; 2. Power engineering.
	The journal is distributed by the Catalog of periodicals of Ukraine (subscription index - 22913)
Founder and editor:	Zaporizhzhia National Technical University, Zaporozhia. Certificate of publisher Civil Code №2394 dated 27.12.2005.
Journal was registrated:	by the Ministry of Justice of Ukraine. Registration number KV № 6905 dated January 29, 2003.
Address of editor and edito- rial office:	Zaporizhzhya National Technical University, st. Zhukovsky, 64, Zaporozhia, 69063, Ukraine. Phone: +380(61)769-82-96 Fax: (061) 764-21-41 e-mail: rvv@zntu.edu.ua.

E-address: http://ee.zntu.edu.ua; E-mail: etae@ukr.net

Computer layout Dyachenko O.O. Editor of English texts Voitenko S.V. The journal was signed on June 10, 2019 on the recommendation of the academic council of the Zaporizhzhia National Technical University (Protocol No. 10 dated June 3, 2019). Sheet size 60x84/8. Cond. Print. Sheets 6,62. Number of copies printed 300. Rep. № 708

3MICT

І ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Верещаго Є. М., Костюченко В. І. Дослідження статичних і динамічних характеристик перетворювача напруги з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження	8
Остренко М. В., Мищенко К. А., Паталах Д. Г., Тиховод С. М. Дослідження поверхневого ефекту в сталі на промисловій частоті за допомогою магнітоелектричних заступнихсхем.	23
Батигін Ю.В., Сєріков Г.С., Шиндерук С.О., Стрельнікова В.А., Усмонов Е.Р. Резонансний підсилювач реактивної електричної потужності. аналіз електромагнітних процесів	34

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

Костерєв М.В., Літвінов В.В.

Оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в	
електроенергетичній системі за допомогою нечітких моделей	43

Міщенко В.Ю., Качан Ю.Г.

CONTENTS

I ELECTRICAL ENGINEERING

Vereschago E.N., Kostyuchenko V.I.
Research of static and dynamic characteristics of a voltage converter with soft switching
running on arc load

Ostrenko M. V., Mishenko K. A., Patalakh D. G., Tykhovod S. M.	
Study of the surface effect in steel at the industrial frequency by means of magnetoelectric	
equivalent circuits	23

Batygin Yu.V., Serikov G.S., Shinderuk S.O., Strelnikova V.A., Usmonov E.R.	
Resonant reactive power amplifier. analysis of electromagnetic processes	34

II POWER ENGINEERING

Kosterev M.V., Litvinov V.V.

Estimation of the acceptable risk level of emergency situation in the electric power engineering	
system using fuzzy models	43

Mishchenko V.Yu., Kachan Yu.H.

Definition of the current spreading process ways in the internal volume of ore-thermal	
furnace	-

СОДЕРЖАНИЕ

І ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Верещаго Е.Н., Костюченко В.И.

Исследование статических и динамических характеристик преобразователя	
напряжения с мягким переключением, работающего на дуговую нагрузку	8

Остренко М.В., Мищенко К.А., Паталах Д.Г., Тиховод С.М.

Исследование поверхностного эффекта в стали на промышленной частоте с помощью	
магнитоэлектрических схем замещения	.23

Батыгин Ю.В., Сериков Г.С., Шиндерук С.А., Стрельникова В.А., Усмонов Э.Р.

Резонансный усилитель реактивной электрической мощности. анализ электромагнитных	
процессов	34

ІІ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Костерев Н.В., Литвинов В.В.

Оценивание уровня допустимого риска возникновения аварийной ситуации в	
электроэнергетической системе с помощью нечетких моделей	43

Мищенко В.Ю., Качан Ю.Г.

Определение путей растекания тока во внутреннем объеме руднотермической	
печи	51

УДК 681.51:62-50

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ, РАБОТАЮЩЕГО НА ДУГОВУЮ НАГРУЗКУ

ВЕРЕЩАГО Е.Н.

канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры морского приборостроения Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: venmkua@gmail.com;

КОСТЮЧЕНКО В.И. канд. техн. наук, доцент кафедры судовых электроэнергетических систем Национального университета кораблестроения имени адмирала Макарова, Николаев, Украина, e-mail: vikmkua@gmail.com;

Цель работы. Обеспечение повышения качества регулирования импульсных преобразователей энергии с одновременным исключением из его динамики нежелательных динамических режимов. Построение имитационной модели мостового преобразователя с фазовым управлением и мягким переключением, работающего на дуговую нагрузку, исследование статических и динамических характеристик, анализ статических и динамических режимов функционирования замкнутой системы стабилизации тока, изучение нелинейных динамических свойств рассматриваемого преобразователя с ШИМ, сравнительный анализ частотных характеристик реальной замкнутой импульсной системы с характеристиками её линейной модели.

Методы исследования. Фундаментальные принципы теории обратной связи, частотного анализа устойчивости электрических цепей и управления, математического моделирования и спектрального анализа процессов в нелинейных дискретных системах, цифровой обработки сигналов и экспериментального определения характеристик и параметров систем автоматического управления. Применение инженерной методики и универсальной компьютерной программы, базирующихся на новых решениях матричных уравнений цепей, позволяющих на качественно ином уровне в автоматическом режиме выполнять трудоёмкие расчёты частотных характеристик, учитывающих нелинейный характер процессов в замкнутых современных мощных импульсных системах.

Полученные результаты. Предложенная система регулирования тока на основе преобразователя с мягкой коммутацией транзисторов обладает достаточной надёжностью и сроком службы, позволяет получить высокий КПД и показатели качества и точности в условиях неопределённости параметров объекта и возмущений. Разработана методика проектирования оптимальных по Боде частотных характеристик петлевого усиления рассматриваемого преобразователя с ШИМ, в возможности регулирования статической и выборе динамической нестабильности выходного тока, в обеспечении устойчивой работы и исключения автоколебательного режима стабилизированного преобразователя, работающего на произвольную комплексную нагрузку.

Научна новизна. Получила дальнейшее развитие теория частотного управления путём её распространения на новый класс объектов – источники питания для электротехнологий с улучшенными показателями качества и точности, что позволяет поднять сварочные и смежные с ней технологии на более высокий уровень, решить многие проблемы, в том числе проблему улучшение качества конечного продукта.

Практическая ценность. Рассмотренные в статье анализ статических и динамических характеристик и применение новых методик расчёта и средств измерения эквивалентных частотных характеристик преобразовательных устройств с ШИМ следует считать как один из этапов создания инженерных методик синтеза регуляторов источника питания, рассматривающий последние как существенно нелинейные системы и учитывающих возможность возникновения нежелательных динамических режимов. Метод замкнутого контура позволяет определить частотные характеристики функции петлевого усиления преобразователя с ШИМ, адекватно отображающие условия устойчивости и возможные режимы генерации.

Ключевые слова: качество стабилизации; импульсный преобразователь постоянного тока; комбинированное управление.

І. ВВЕДЕНИЕ

Повышение требований к качеству функционирования систем автоматического управления мощными источниками питания для современных электротехнологий заставляет применять более сложные процедуры коррекции и усложнять усилительнопреобразовательные устройства систем. Особенно сложна задача коррекции при неминимально-фазовой неизменяемой части системы, характерной для рассматриваемых преобразовательных устройств, работающих на дуговую нагрузку. Нестабильность параметров и нелинейность неизменяемой части системы ещё больше усложняет задачу. Звенья с правым нулём

© Верещаго Е.Н., Костюченко В.И., 2019 DOI 10.15588/1607-6761-2019-2-1

вносят дополнительные сложности в построение схемы управления преобразователем [1] и серьёзно усложняют достижение высокого качества стабилизации выходного тока импульсного преобразователя при использовании только принципа управления по отклонению (принципа обратной связи) [1], [2]. Удачное решение задачи даёт использование принципа комбинированного управления [1], [3].

Таким образом, объектом данного исследования является источник питания электрической дуги, применяемый в технологических процессах сварки, наплавки, генерирования плазмы и др.

Предмет исследования: рассмотрение устойчивости системы «источник питания - дуга», оценка её качества, экспериментальное определение частотных параметров.

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Использование мягкой коммутации транзисторов в резонансных и квазирезонансных структурах преобразователей, переключаемых при нулевом токе или нулевом напряжении (ПНТ/ПНН) позволяет частично устранить проблемы, связанные с ростом коммутируемых напряжений, быстродействия транзисторов и диодов [4]-[6]. Лучшее на сегодняшний день схемотехническое решение реализации технологии «мягкой» коммутации ключей, известной как Zero Voltage Switch (ZVS), представляющейся наиболее перспективной для построения мощных высоконадёжных источников питания с низким уровнем помех, хорошей электромагнитной совместимостью с питающей сетью и хорошими удельными характеристиками возможно в фазосдвигающих однофазных инверторах напряжения [4]-[6].

В настоящее время в качестве базовых модулей при построении источников питания (ИП) для современных электротехнологий [7] достаточно распространены импульсные преобразователи, система управления которых в большинстве случаев строится на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Они представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования, склонные к хаотической динамике, что, в свою очередь, при определённом наборе параметров может привести к возникновению низкочастотных периодических колебаний с большой амплитудой, а также квазипериодических и хаотических колебаний [8], [9], которые опасны для силовой части преобразователя.

Основной задачей на этапе проектирования данных устройств является такой выбор параметров системы управления, при котором указанные режимы исключаются и устойчивым будет проектный периодический режим, который сопровождается колебаниями выходного тока с частотой ШИМ [1], [5]. Этот режим часто называется фундаментальным (1T-режим ($T = 1 / f_{SW}$)), все остальные режимы функционирования (субгармонические, квазипериодические и хаоти-

ческие) считаются нежелательными.

Динамические свойства замкнутых систем определяют надёжность функционирования устройств на их основе, поэтому необходима максимально полная информация о динамике системы в некоторой окрестности рабочей точки и малых значениях отношения частоты модуляции f_{SW} к частоте единичного усиления f_{CR} разомкнутой системы автоматического регулирования импульсного преобразователя энергии, чтобы повысить качество проектирования всего устройства в целом. Кроме того, при изменении параметров модели динамика системы изменяется, переводя её из одного состояния в другое. Поэтому очень важно уже на этапе проектирования проводить анализ преобразователя с позиции нелинейной динамики [2].

На этапах проектирования, разработки и эксплуатации любой мощной электронной системы с отрицательной обратной связью (ООС) требуется выполнять расчёты и измерения частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) функции передачи по петле ООС (петлевого усиления), анализ которых позволяет оценить достигнутую глубину ООС, запасы устойчивости, стабильность основных показателей системы, степень подавления искажений и помех.

Известная инженерная методика определения частотных характеристик в соответствии с классическим подходом, которая широко используется в линейных и линеаризованных системах [1] и предполагает размыкание кольца ООС в определённом сечении (схема снятия частотных характеристик разомкнутой системы для получения передаточной функции (ПФ)), не может дать достоверной оценки устойчивости замкнутой системы.

Поэтому реализация и применение метода «замкнутого контура» [2] для измерения эквивалентных частотных характеристик функции петлевого усиления, частотных зависимостей модуля и фазы комплексных сопротивлений преобразователя с различными видами ОС в режиме их нормального функционирования на дуговую нагрузку, становятся актуальными.

Этот метод положен в основу компьютеризированных анализаторов частотных характеристик (*Frequency Response Analyzers*), разработанных рядом западных фирм и широко применяемых, например, при проектировании и испытании современных модулей *AC-DC*, *DC-DC* конверторов [2], [7].

Современные методы и технические средства измерения модуля и фазы функции петлевого усиления основаны на введении («инжекции») в кольцо ОС функционирующей замкнутой системы гармонического возмущения и последующем измерении установившейся реакции на это возмущение в широком диапазоне частот. Такая методика, получившая название метода «замкнутого контура» [2], является универсальной и может применяться к любым видам мощных устройств, охваченных одним или несколькими ISSN 1607-6761 (Print)

ISSN 2521-6244 (Online)

(Розділ «Електротехніка»)

контурами обратной связи.

На её основе могут быть получены эквивалентные частотные характеристики, адекватные динамике устойчивых ключевых устройств и позволяющие достоверно оценивать запасы устойчивости, предсказывать режимы генерации, а также решать задачу максимизации глубины ООС в этих устройствах, включая и проектирование оптимальных регуляторов устройств с ШИМ. Выполнение подобных расчётов является весьма трудоёмким процессом и требует больших затрат машинного времени. Известные универсальные компьютерные программы схемотехнического моделирования (*PSpice, Micro-Cap, P-Cad, MultiSim* и др.) не предусматривают автоматизации таких расчётов, поэтому их использование для решения рассматриваемой задачи является нерациональным.

Полная автоматизация рассматриваемых расчётов осуществляется в компьютерной программе *FASTMEAN* [10], представляющей собой эффективное средство анализа современных мощных импульсных систем во временной и частотной областях.

Затем результаты испытания объекта гармоническими входными сигналами могут быть использованы для построения обычных и адаптивных регуляторов, обеспечивающих устойчивость (при отсутствии автоколебаний), требуемую точность регулирования, качество и грубость при ограниченных внешних воздействиях, с применением нового направления в автоматическом управлении объектами с неопределёнными параметрами – частотного управления, исходящего из частотных параметров объекта, полученных экспериментально [2].

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью статьи является обеспечение повышения качества регулирования импульсных преобразователей энергии с одновременным исключением из его динамики нежелательных динамических режимов, построение имитационной модели мостового преобразователя с фазовым управлением и мягким переключением, работающего на дуговую нагрузку, исследование в среде FASTMEAN его статических и динамических характеристик, анализ статических и динамических режимов функционирования замкнутой системы стабилизации тока, изучение нелинейных динамических свойств рассматриваемого преобразователя с ШИМ, сравнительный анализ частотных характеристик реальной замкнутой импульсной системы с характеристиками её линейной модели. Полученные данные могут быть использованы при проектировании устройств силовой электроники на основе преобразователей данного типа с ШИМ для обеспечения их устойчивой работы с учётом постоянной деградации компонентой схемы.

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Электрическая дуга является многофункцио-

нальным инструментом различных промышленных электротехнологических процессов [7]. Среди них и классические технологические процессы и новейшие, например, гибридная лазерно-дуговая сварка [7]. Это обусловливает актуальность исследования особенностей работы импульсных ИП на существенно нелинейную нагрузку с резкопеременными параметрами.

Объектом управления ИП как системы автоматического регулирования является поток энергии, передаваемый от энергетического входа $U_{\rm BX}(t)$ к выходу $U_2(t)$ – в инерционную нелинейную нагрузку H, поэтому динамические процессы источника питания определяются не только свойствами самого преобразователя, но и нагрузки.

При этом структуру замкнутой системы ИП-дуга можно скомпоновать из схем замещения элементов и ячеек [7], и использовать их модели для описания нелинейной дискретной системы управления потоком энергии. Причём, при формировании такой схемы выделим лишь элементы, определяющие динамические свойства системы. Составленная с учётом этих замечаний схема замещения системы управления приведена на рис. 1. Здесь $R_{\rho}(i_1), R_{\rho}(i_2)$ – нелинейные сопротивления эквивалентных схем входного и выходного выпрямителей. Через α и β обозначены коэффициенты передачи усилителя сигнала ДТ (и_{ос}~i_н) и измерителя выходного напряжения ДН соответственно, $U_{3,T}$ – задание по току, а k_{pT} и $i_{H,d}$ – коэффициент усиления РТ и дополнительный ток нагрузки, который может изменяться независимо от параметров нагрузки. В схеме замещения входное напряжение первого выпрямителя представлено постоянным напряжением $U'_{\rm BX} = n U_{\rm BX}$, приведённым ко вторичной обмотке трансформатора, а входной фильтр – реактивными элементами L1C1 с потерями R1, R3. Выходной фильтр представлен однозвенным L2C2-фильром с потерями, которые учитываются сопротивлениями R2, включающим и внутреннее сопротивление вторичной цепи ИП.

Корректирующее устройство КУ формирует из сигнала ошибки требуемое напряжение управления, поступающее на блок коммутационной функции $K\Phi(t)$.

Собственно ключевой преобразователь здесь представлен коммутационной функцией, связывающей входную и выходную цепи уравнениями вида (информационный $U_{\rm ky}$ и энергетический $U_{\rm bx}$ входы с выходом U_2)

$$U_2(t) = K\Phi(t)U_{CI}(t),$$
$$i(t) = K\Phi(t)i_2(t).$$

При $U_{\rm BX}$ = const эта связь задаётся моделью сигнала [7], которая, в свою очередь, реализуется в ИП через работу ключей силовой цепи. При этом модулятор задаёт фазовый сдвиг замыкания-размыкания ключей относительно тактовых моментов времени.

(Розділ «Електротехніка»)

Выходное напряжение регулятора тока (на выходе КУ) определяем из выражения

$$U_{PT} = \left(U_{3.m} - k_i R_{\mathcal{A}T} I_{\mathcal{H}} + \beta k_u U_{\mathcal{H}}\right) k_{PT},$$

где k_i, k_u – относительные коэффициенты усиления сигналов ДТ и ДН соответственно; $R_{\rm ДT}$ – крутизна датчика тока ДТ, имеющая размерность сопротивления; *k*_{рт} – коэффициент усиления РТ.

Динамические свойства нагрузки – электрической дуги источника питания определяются зависимостью её входного сопротивления от частоты $Z_{\rm BX}(j\omega)$ [10]. При этом входное операторное сопротивление дуги

$$Z(s) = \frac{R_{cm0}\theta s + R_{\partial\phi\theta}}{\theta s + l},$$
 (1)

где R_{ct0} , $R_{d\phi0}$ – статическое и дифференциальное сопротивления дуги [10], [11] соответственно в точке привязки *I*₀; θ – постоянная времени дуги. Для ПФ (1) показатели равны: индекс неминимально-фазовости $s_{\rm Hb} = 1$, коэффициент передачи $k(0) = k_0 = -|R_{\rm mb0}|$.

Схема замещения эквивалентной нагрузки источника питания в рассматриваемом случае может быть представлена в соответствии с [10] дифференциальным сопротивлением $R_{\rm д \phi 0}$ с последовательно с ним включенной малой паразитной индуктивностью, зашунтированной активным сопротивлением.



ДТ и ДН – датчики тока и напряжения соответственно; КУ – корректирующее устройство; ДПФ – блок дискретного преобразования Фурье; Н – нагрузка

Рисунок 1. Расчётная

схема

замешения

замкнутой

источника

питания:

Установившийся режим работы преобразователя. На рис. 2 представлена эквивалентная схема преобразователя для установившегося режима работы. Отметим, что в общем случае сопротивление R_{Σ} включает все активные потери в схеме. При этом сопротивление потерь может зависеть от частоты [10].

Обозначив установившиеся значения фазовых координат при $T \to 0$ (T-период коммутации) прописными буквами, получаем решение в виде:

$$U_{6blx} = U_C = \frac{nU_{ex}DR_{\partial\phi0}}{R_{\Sigma} + R_{\partial\phi0}} + \frac{U_0R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\partial\phi0}},$$

$$I_{\partial} = I_H = \frac{nU_{ex}D - U_0}{R_{\Sigma} + R_{\partial\phi0}},$$
(2)

где *n*, как обычно, $w_{21}/w_1 = w_{22}/w_1$; *D* – значение коэффициента заполнения в установившемся (периодическом) режиме.

структуры



Рисунок 2. Алгебраическая эквивалентная схема преобразователя для установившихся значений переменных

Выходное напряжение преобразователя U_{C} (2)

(Розділ «Електротехніка»)

зависит от входного напряжения U_{вх}, ЭДС нагрузки U_0 и от регулируемого параметра $D = 2t_{\mu} / T$. При D = const c увеличением $U_{\text{вх}}$ и U_0 линейно возрастает и выходное напряжение.

В относительных единицах зависимость тока нагрузки от D имеет следующий вид:

$$\frac{I_{\mu}}{nU_{\ell x} / R_{\partial \phi 0}} = \frac{D \cdot y}{l + x},$$
(3)

где $x = R_{\Sigma} / R_{д \oplus 0}$; $y = U_0 / n U_{\text{вх}}$.

При $U_0 = \text{const}$ очевидно, что максимуму тока I_{H} соответствует минимум выходного напряжения U_{вых} $(R_{\rm д\phi 0} < 0).$

В установившемся режиме работы преобразователя суммарный сигнал обратной связи, сравниваясь с синхронизирующим пилообразным напряжением, формирует одинаковую длительность t_{μ} управляющих импульсов переключающих элементов при одинаковых от периода к периоду значениях. Поэтому в моменты времени $kT/2 + t_{\mu}$ (k = 0, 1, 2, ...) выполняется равенство

$$\left(U_{3,T} - k_i R_{\mathcal{A}T} I_{\mathcal{H}} + \beta k_u + U_{\mathcal{B}\mathcal{B}\mathcal{I}\mathcal{I}}\right) k_{PT} = U_m D, \qquad (4)$$

где *U_m* – амплитуда пилообразного сигнала.

Подставив значения І_н, U_{вых} из (2) и (3) в (4), получим

$$U_{3,m} - k_i R_{\mathcal{A}T} \left(I + \frac{I + R_{\mathcal{F}} / R_{\partial \phi 0}}{k_{om}} - \frac{\beta k_u + R_{\partial \phi 0}}{k_i R_{\mathcal{A}T}} \right) I_u +$$

$$+ \beta k_u \left(I - \frac{I}{k_0} \right) U_0 = 0 ,$$

$$\text{for } k_{OT} = (n U_{ex} / U_m) k_{PT} k_i \left(R_{\mathcal{A}T} / R_{\partial \phi 0} \right) \qquad \text{if }$$

где

$$k_0 = \beta k_u \times (nU_{ex} / U_m) k_{PT}$$
 – коэффициенты усиления контуров регулирования тока и напряжения соответственно без учёта фактора пульсаций.

Следует заметить, что фактор пульсаций, как известно, меньше единицы. Поэтому при работе стабилизатора на низкой частоте или же в зоне небольших скважностей, где заметно наличие пульсаций, коэффициент стабилизации в системах с ШИМ понизится за счёт уменьшения общего коэффициента усиления системы под влиянием фактора пульсаций. Поэтому, для достижения качественной стабилизации целесообразно увеличивать частоту переключения.

Из (5) очевидно, что для обеспечения инвариантности к управляющему воздействию требуется выполнить условие

$$\beta k_u = \frac{l + R_{\Sigma} / R_{\partial \phi 0}}{n U_{ex} / U_m} \cdot \frac{l}{k_{PT}} \,. \tag{6}$$

Действительно, контур РТ в этом случае обладает астатизмом 1-го порядка, то есть отрабатывает заданное значение тока

$$I_3 = \frac{U_{3.T}}{k_i R_{\mathcal{A}T}}$$

без ошибки, что и обеспечивает $\tilde{i}_{\rm H} = I_{\rm 3} - I_{\rm H} = 0$ при $i_3 = I_3 = \text{const}$ в установившемся режиме.

Для использованных в этом примере значений параметров согласно выражению (6) получено $\beta k_{u} \cong 0,0005.$

Стабилизация выходного тока при управлении по возмущающему воздействию. Основными возмущениями для стабилизатора тока являются сопротивление и напряжение нагрузки $R_{\rm д \phi 0}$, U_0 и напряжение питания U_{вх}. Напряжение питания при этом является мультипликативным возмущением. Поэтому оно влияет не только на управляемую переменную І_н (как координатное возмущение), но и на коэффициент передачи прямой цепи (как параметрическое возмущение) [1]. Компенсировать основную составляющую отклонения выходного тока, вызываемую изменением напряжения питания, можно, реализуя управление по возмущающему воздействию [1], [9], а уменьшить статическую нестабильность выходного тока стабилизатора по напряжению нагрузки можно путём управления величиной и знаком его эквивалентного внутреннего (выходного) сопротивления. СВХ стабилизатора тока при этом будет иметь изменяемую крутизну на участке стабилизации [7]. Формирование PBX у источника позволяет снизить требования к выбору k_{ov} при замыкании ООС и получить при этом СВХ близкую к абсолютно вертикальной (штыковую). Таким образом, появляется возможность реализации в том числе и абсолютно жёстких СВХ с суммарным коэффициентом нестабильности, равным нулю без увеличения k_{oy} , входящего в коэффициент стабилизации, или снижения требуемого значения kov при сохранении неизменности коэффициента нестабильности.

Определение максимальной глубины ООС. Коэффициент стабилизации $k_{\rm cr} = \tilde{u}_{\rm BX} / U_{\rm BX0}$: $\tilde{\iota}_{\rm H} / I_{\rm H0}$, а с ним и стабильность выходного тока с ростом коэффициента передачи операционного усилителя сигнала ошибки $(k_{oy}(s) = k_{oy}(0))$ неограниченно растут. Однако реальные импульсные системы всегда имеют конечный предельный коэффициент усиления $|k| < k_{rp}$, превышение которого приводит к неустойчивости [1] и, следовательно, предельная ошибка (равная нулю) не достижима.

В [2] с использованием z-преобразования получено выражение для критического коэффициента стабилизации:

$$k_{CT.KP} = \left(k_{\omega} / \pi\right)^2,\tag{7}$$

где $k_{\omega} = \omega_{\kappa} / \omega_0$ – отношение частоты коммутации ключевых элементов к резонансной частоте фильтра. В частности, в рассматриваемом примере с ослаблением $A_0 = 24,4$ дБ, параметрами $L = 300 \text{ мк} \Gamma \text{H},$

И

C = 0,5 мкФ и частотой коммутации 52 кГц

$$k_{\rm ст. \kappa p} = 1,69 \ (4,56 \ {\rm дБ}),$$

а найденный с использованием приближенного метода (усреднения и линеаризации) предельный коэффициент передачи усилителя обратной связи, обеспечивающий устойчивость замкнутой системы ограничен значением

$$k_{PT.\Gamma P} < \frac{L_2 / |R_{_{\mathcal{H}B}}| - C_2 R_{\Sigma}}{k_i R_{\mathcal{I}T} C_2} \cdot \frac{U_m}{n U_{ex}} = 16 \ (24 \ \text{дБ}), \ (8)$$

где $R_{3 \text{кв}} = R4 \parallel (-R_{\text{дф0}}).$

Экспериментальное же значение граничного коэффициента усиления, полученное на имитационной модели физического объекта, равно 30 (29,5 дБ). При $k_{\rm pr} > k_{\rm pr \, \kappa p}$ устанавливаются субгармонические автоколебания половинной частоты либо далее процесс сопровождается значительно возросшими пульсациями, носящими хаотический характер.

Отсюда следует, что выражения (7) и (8) для k_{ctrp} являются приближёнными и дают существенно заниженное его значение, причём в них не учтена зависимость коэффициента стабилизации от коэффициента усиления УПТ в цепи обратной связи, ослабления высокочастотных пульсаций фильтра А₀, нагрузки $R_{\rm д \phi 0}$, U_0 и входного напряжения $U_{\rm bx}$. Более точные результаты получаются экспериментально. Итак, проведенные сравнения коэффициентов стабилизации и устойчивости работы преобразователя, полученные приближёнными методами (методом усреднения и линеаризации, методом *z*-преобразования) и точным экспериментальным методом, показали, что приближённые методы дают большую погрешность и могут использоваться только для качественных исследований и оценок.

Опыт разработки и эксплуатации различных систем регулирования позволили выработать рекомендации для проектирования новых систем [1]: запас по фазе должен составлять по крайней мере 30° ($\phi_3^* = 30 \dots 60^\circ$), а запас устойчивости по амплитуде – по крайней мере 2 (6 дБ) ($L^* = 2 \dots 10$).

Кстати, система называется грубой по частотным показателям, если её запасы устойчивости по фазе и модулю удовлетворяют неравенствам

$$\varphi_3^* \ge 30^\circ, L^* \ge 2.$$

Приняв минимальный запас устойчивости в 6 дБ, получаем максимально возможный коэффициент усиления операционного усилителя

$$k_{\rm oy} = k_{\rm \kappa p} / 2 = 15.$$

Для того чтобы излишне не повышать коэффициент преобразования или усиления при v = 0 (v порядок астатизма), что может нарушить устойчивость контура РТ и вызвать недопустимые субгармонические автоколебания, постоянство выходного тока или обеспечение требуемых значений его нестабильности можно обеспечить введением ПОС по выходному напряжению. Если при этом крутизну пилообразного напряжения ШИМ-*m* сделать пропорциональной входному напряжению $\tilde{u}_{\text{вх}}$, коэффициент усиления ШИМ по постоянной составляющей остаётся неизменным при изменении $\tilde{u}_{\text{вх}}$. Это не только полностью исключает риск потери устойчивости контура РТ под действием ПОС по напряжению, но практически устраняет влияние изменения напряжения питания $\tilde{u}_{\text{вх}}$ на выходной ток преобразователя. Последнее означает, что данный стабилизатор в этом случае инвариантен к изменению входного напряжения, что и обеспечивает $\tilde{i}_{\text{н}} = 0$ при $\tilde{u}_{\text{вх}} = \text{const в установившемся режиме.}$

Уместно заметить, что изменение относительной длительности импульсов \tilde{d} (d – управляющее воздействие) является не сигнальным, как входное напряжение $U_{\rm BX}$, а параметрическим воздействием, изменяющим коэффициенты дифференциальных уравнений [2].

Оценка сопротивлений импульсного источника питания. Из всех динамических параметров ИП [3], [9] наиболее важным является его выходное сопротивление. Повышенное выходное сопротивление приводит к уменьшению амплитуды выбросов и провалов в выходном токе ИП при переходном процессе в случае резкого изменения параметров нагрузки, обеспечивает более равномерное распределение токов нагрузки между параллельно включенными ИП. Радикальным способом увеличения выходного сопротивления и улучшения параметров переходного процесса рассматриваемого ИП является в соответствии с положениями теории инвариантности применение ПОС по возмущающему воздействию, т.е. по напряжению нагрузки. В этом случае система становится двухконтурной.

Выходное сопротивление ИП (отношение приращения выходного напряжения к изменению тока нагрузки) при разомкнутых цепях ОС

$$Z_{oo}(s) = \frac{\widetilde{U}_{H}(s)}{\widetilde{i}_{H}(s)} \bigg|_{\widetilde{d}(s) = \widetilde{u}_{ex}(s) = 0} = \frac{R_{\Sigma} + sL_{2}}{L_{2}C_{2}s^{2} + (R_{\Sigma}C_{2} + L_{2} / R_{\partial\phi0})s + l + R_{\Sigma} / R_{\partial\phi0}}$$

а выходное сопротивление двухконтурной системы импульсной стабилизации для случая, например, замкнутой ПОС по напряжению и разомкнутой ООС по выходному току

$$Z_o(s) = \frac{Z_{oo}(s)}{1 - T_V(s)},$$

где $T_{l}(s)$ – петлевой коэффициент усиления цепи ОС по напряжению, численно равный ПФ разомкнутой системы ИП. Благодаря действию ПОС по выходному

=

(Розділ «Електротехніка»)

напряжению, как известно, результирующее выходное сопротивление существенно увеличивается. К тому же основная обратная связь по току в некотором отношении эквивалентная действию регулируемого источника тока, обуславливает значительное динамическое сопротивление стабилизирующего преобразователя. С другой стороны, применение дополнительной ОС по напряжению обеспечивает заметное уменьшение резонансного максимума для выходного сопротивления в достаточно широком частотном диапазоне, в то время как использование только ОС по току может привести к значительному резонансному максимуму для выходного сопротивления на резонансной частоте фильтра. В целом же двухконтурные ИП в силу самой природы ОС обладают повышенным выходным сопротивлением, что весьма желательно.

Входное операторное сопротивление стабилизирующего преобразователя (при замкнутой цепи ОС) без входного фильтра определяется из выражения [8]:

$$\frac{1}{Z_{i}(s)} = Y_{i}(s) = \frac{\tilde{i}(s)}{\tilde{U}_{ex}(s)} \bigg|_{\tilde{d}(s)=0} = \frac{-T(s)}{1+T(s)} \frac{(nD)^{2}}{R_{\partial\phi0}} + \frac{1}{1+T(s)} \frac{(nD)^{2}}{Z_{i0}} = -\frac{(nD)^{2}}{1+T(s)} \bigg[\frac{T(s)}{R_{\partial\phi0}} - \frac{1}{Z_{i0}} \bigg], \quad (9)$$

$${}^{\tiny \textcircled{OTM}\sum} Z_{i0} = \frac{R_{\partial\phi0}(1+R_{\Sigma}/R_{\partial\phi0})}{(nD)^2} \times \\ \times \left(\frac{I + \left[\frac{L}{R_{\partial\phi0}(1+R_{\Sigma}/R_{\partial\phi0})} + \left(R_{\partial\phi0} \mid\mid R_{\Sigma}\right)C_2\right]s}{I + R_{\partial\phi0}C_2s} + \right)$$

+
$$\frac{L_2 C_2 \frac{1}{1 + R_{\Sigma} / R_{\partial \phi 0}} s^2}{1 + R_{\partial \phi 0} C_2 s}$$
 - входное сопротивление

Г-образного L_2C_2 -фильтра, нагруженного на активное сопротивление нагрузки; $T(s) - \Pi \Phi$ разомкнутого контура стабилизации тока.

Из рассмотрения правой части выражения (9) следует, что она содержит два члена, один из которых с отрицательным знаком. Обычно значения функции T на низких частотах достаточно велики и с повышением частоты ещё несколько увеличиваются. Поэтому

$$Z_i \approx -\frac{|R_{\partial \phi \theta}|}{(nD)^2},$$

то есть входное сопротивление малосигнальной модели стабилизирующего преобразователя отрицательно. По мере увеличения частоты активная составляющая комплексного сопротивления $Z_i(\text{Re}(Z_i))$ при некотором значении этой частоты изменяет знак и становится положительной [3], [9], [11]-[14]. Однако диапазон частот, для которого Z_i отрицательно, довольно широк. Отмеченную особенность необходимо учитывать при наличии на входе преобразователя дополнительного *LC*-фильтра подавления кондуктивных помех. При сочетании такого фильтра с отрицательным сопротивлением в преобразователе могут возникнуть автоколебания [3], [9], [15]-[18], если общее эффективное сопротивление станет отрицательным.

Решение указанных выше задач выполнено путём проведения вычислительных экспериментов с применением возможностей пакета *FASTMEAN* для параметров преобразователя, приведенного на рис. 1: $U_{\text{вх}} = 540 \text{ B}; \quad n = 0,46; \quad L_2 = 300 \text{ мкГн}; \quad C_2 = 0,5 \text{ мкФ};$ $R_{\text{дф0}} = -0,49 \text{ OM}; \quad U_0 = 170 \text{ B}; \quad U_m = 1 \text{ B}; \quad k_{\text{oy}} = 15;$ $f_{\text{T}} = 52 \text{ кГц}; I_{\text{H}} = 100 \text{ A}.$

Расчёт ЧХ через анализ процессов во временной области. Пусть требуется получить ЧХ коэффициента передачи «выход - вход» для системы, приведенной на рис. 1. В данном случае частотной характеристикой служит передаточная проводимость или чувствительность выходного тока (тока дуги) к изменению входного напряжения, позволяющая судить о фильтрующих свойствах системы. Переходя к определению ЧХ, вначале моделируем переходной процесс для выходного тока. Процесс нарастания тока дуги при включении стабилизатора тока, установившийся режим и диаграмма сигнала на выходе ШИМ при входном напряжении 250 В изображены на рис. 3.

Как видно из рис. 3, процесс установления выходного тока носит в целом желаемый – монотонный характер. Отметим, что примерно через 0,32 мс наступает установившийся режим (рис. 3). Из анализа кривой рис. 3 следует, что установившийся процесс соответствует устойчивому режиму преобразователя. Размах пульсаций тактовой частоты 52 кГ ц составляет 4 А (4 %). Причиной появления резких изменений выходного тока при запуске на начальном участке $t \in [0, t_1 = 0,008 \text{ мс}]$, опережающих плавное нарастание тока (рис. 3), является наличие комплексной нагрузки, включающей источник напряжения U_0 .

Однако всегда найдутся способы, как исправить нежелательный характер переходного процесса на отрезке времени $t \in [0, t_1]$ при запуске и получения удовлетворительного качества процесса [8], [9].

Далее приложим ко входу объекта гармоническое испытательное воздействие $u_{исп} = 15 \sin \omega t$. Выход объекта, возбуждённый таким воздействием, будет (после затухания переходных процессов) изменяться по закону



Рисунок 3. Переходной процесс для тока в нагрузке при $U_{\text{вх}} = 250 \text{ B} (C = 0,5 \text{ мк}\Phi, k_{\text{OV}} = 15)$ (а) и диаграмма напряжения на выходе ШИМ (б). Одноцикловый режим

$y(t) = M(\omega)sin[\omega t + \psi(\omega)].$

Функции $M(\omega)$ и $\psi(\omega)$ называются АЧХ и ФЧХ замкнутой системы (рис. 1). Частоту возмущения будем менять от 100 Гц до 30 кГц.

Графики функций, полученные после *n* экспериментов на различных испытательных частотах $\omega_1, \omega_2, ..., \omega_n$, приведены на рис. 4.

Из рис. 4 следует, что рассматриваемая система имеет широкий диапазон подавления пульсаций входного напряжения с коэффициентом сглаживания $k_{\rm сгл}$, близким к коэффициенту стабилизации $k_{\rm cr}$ [2].

Расчёт ЧХ преобразователя с одноконтурной структурой ООС. Пусть в преобразователе с рассматриваемой силовой частью производится управление только по выходному току – его стабилизация. Никакие другие сигналы, воздействующие на уравнение управления, не используются. Выполним расчёт характеристик петлевого усиления преобразователя 250 B - 100 A для этого случая. Амплитуда пилообразного напряжения, подаваемого на вход компаратора, составляет 1 В, а частота – 52 кГц. Источник гармонического возмущения с амплитудой 0,1 В введен в кольцо ООС между усилителем сигнала ошибки и компаратором [2].



Рисунок 4. Частотные характеристики коэффициента передачи «вход-выход» для схемы рис. 1 (C = 0.5 мкФ, $k_{OV} = 15$)

Выбор точки «инжекции» возмущения между узлами схемы, имеющими существенно отличающиеся по величине входное $Z_{\rm вх}$ и выходное $Z_{\rm вых}$ сопротивления необходим для обеспечения высокой точности измерения. К тому же именно этот способ ввода сигнала возбуждения позволяет найти суммарную функцию петлевого усиления, учитывающую все обратные связи. Частоту возмущения будем варьировать в пределах от 0,1 до 30 кГц.

Построенные в *FASTMEAN* частотные характеристики при численных значениях параметров, принятых выше, показаны на рис. 5.

Как следует из анализа этих зависимостей, в диапазоне частот $f \le 2 \kappa \Gamma \mu$ глубина ООС составляет более 18 дБ и далее снижается, достигая значения 0 дБ на частоте 21 кГ µ. Запас устойчивости по фазе на этой частоте составляет $\phi_3 \sim 90^\circ$. Наконец, ФЧХ импульсной модели показывает резкое уменьшение значения фазы на второй субгармонике тактовой частоты (26 кГ µ), поэтому именно на этой частоте наиболее вероятно самовозбуждение системы при увеличении модуля петлевого усиления.



Рисунок 5. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) петлевого усиления импульсной модели преобразователя с одноконтурной ООС ($k_{OY} = 30$)

Сопоставим исследуемый преобразователь с эквивалентной линейной системой. Для этого нелинейные элементы преобразователя заменим широкополосным линейным усилителем [2]. При этом выберем коэффициент усиления операционного усилителя так, чтобы значения АЧХ и ФЧХ петлевого усиления импульсной и линейной модели преобразователя совпали на нижней измеряемой частоте 100 Гц (K(s) = 165). На рис. 6 приведены АЧХ и ФЧХ, соответствующие рассматриваемому случаю.

Из сравнения приведённых на этом рисунке графиков с характеристиками, полученными для импульсной модели, видно, что они практически совпадают при изменении *f* от 0,1 до 21 кГц. В диапазоне частот более 21 кГц АЧХ и ФЧХ импульсной модели заметно отличаются от АЧХ и ФЧХ линейной модели. Вблизи частоты $\omega = \omega_{\kappa} / 2 = 163 \cdot 10^3 \text{ c}^{-1}$ ни амплитуду, ни фазовый угол нельзя считать достоверными в силу того, что непрерывная модель приближенная и её погрешности возрастают при приближении текущей частоты к половине частоты коммутации.

Расчёт ЧХ импульсного преобразователя. Наиболее универсальным и точным методом расчёта ЧХ нелинейной дискретной системы следует считать метод, основанный на спектральном анализе стационарных процессов при заданном гармоническом возмущении (рис. 1).



Рисунок 6. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) функции петлевого линейной модели преобразователя с одноконтурной ООС ($k_{OY} = 165$)

Суть данного метода заключается в следующем: на нелинейную дискретную систему, находящуюся в рабочем режиме, подаётся гармоническое возмущение заданной частоты и рассчитываются переходный и стационарный процессы. Для стационарного процесса выполняется ДПФ и вычисляются амплитуда и фаза реакции системы на частоте возмущения. Задавая различные частоты возмущения, можно получить АЧХ и ФЧХ замкнутой системы. Полученные таким образом ЧХ достаточно точно описывают свойства исследуемой системы и позволяют применить частотные методы и критерии для оценки устойчивости и режимов генерации в том числе и взаимодействующих преобразователей.

На рис. 1 представлена схема, позволяющая определить зависимость амплитуды $A(\omega)$ и фазы $\phi(\omega)$ входного сопротивления замкнутой системы. Во входную цепь преобразователя с этой целью последовательно с постоянным напряжением, подлежащим преобразованию, включается гармонический источник возмущающего напряжения, амплитуда и частота которого варьируются в широких пределах. Имеется в виду работоспособная устойчивая система, у которой свободный компонент в реакции всегда подавляется за счёт обратной связи.

Отметим, что сопротивления необходимо определять как при номинальной нагрузке, так и в режиме, близком к холостому ходу.

Результаты расчёта комплексного входного со-

противления по описанной выше методике представлены на рис. 7.

Из приведенных на рис. 7 графиков следует, что с ростом частоты воздействия значение модуля входного сопротивления плавно увеличивается. Исключение составляют нормированные частоты $f_{\rm H} = f/f_{\rm T} = 1/3$ и $f_{\rm H} = 1/2$, где $f_{\rm T} = 52$ кГц (третья и вторая субгармоники тактовой частоты $f_{\rm T}$). Для этих частот характерен всплеск модуля входного сопротивления. Так, для частоты $f_{\rm H} = 1/2$ модуль входного сопротивления имеет максимальное значение, равное 13,8 Ом.



Рисунок 7. Частотные зависимости модуля $|Z_{\text{вх}}(j\omega)|$ и фазы arg $Z_{\text{вх}}(j\omega)$ входного сопротивления замкнутого преобразователя

Рассмотрим частотную зависимость фазы входного сопротивления замкнутого преобразователя. На рис. 7 видно, что на низких по сравнению с тактовой частотах ($f/f_{\rm T} < 0.01$) фаза входного сопротивления близка к -180°. При $f/f_{\rm T} > 0.01$ происходит плавное изменение фазы. Таким образом, в диапазоне частот $0,001 < f/f_{\rm T} < 0,5$ фаза входного сопротивления преобразователя arg $Z_{\text{вх}}(j\omega) < -90^{\circ}$. Как следует из теории цепей [11], в указанном диапазоне частот вещественная часть комплексного входного сопротивления $U(\omega) = \text{Re } Z_{\text{вx}}(j\omega) < 0$, т.е. активная составляющая входного сопротивления отрицательна. Отметим, что именно в этом диапазоне частот возможна неустойчинапример, системы сетевой фильтр – вость. преобразователь и системы ведущий источник ведомый [2].

Аналогично определяется комплексное выходное сопротивление замкнутого преобразователя. В выходную цепь вводится гармонический источник тока изменяемой амплитуды и частоты. Анализ установившегося тока в нагрузке позволяет определить комплексное выходное сопротивление $Z_{6blx}(j\omega) = \dot{U}_m / \dot{I}_m$. Результаты расчёта частотных характеристик выходного сопротивления приведены на рис. 8. Как следует из рис. 8, частотная зависимость модуля выходного сопротивления имеет немонотонный характер. В кривой выходного сопротивления максимум $|Z_{выx}(j\omega)|_{max} = 45$ Ом при резонансной частоте

$$\omega_{\Phi} = 1/\sqrt{L2C2} \quad (f_p \sim 11 \ \kappa \Gamma u).$$

Если частота превышает частоту резонанса, то модуль выходного сопротивления плавно уменьшается, приближаясь к значению 3,0 Ом.



Рисунок 8. Зависимость выходного сопротивления ИП с замкнутой и разомкнутой ПОС по напряжению при $I_{\rm H} = 100$ A; $U_0 = 170$ B; $R_{\rm д\phi 0} = -0.49$ Ом; $C_2 = 0.5$ мкФ; $k_u = 0.001$: 1 - 6ез ПОС; 2 -с ПОС

Естественным способом увеличения выходного сопротивления и улучшения параметров переходного процесса ИП является применение положительной ОС по выходному напряжению [7]. Зависимость $Z_{\text{вых}}(f)$ для этого случая приведена на рис. 9. Как следует из сравнения результатов рис. 9, при отсутствии

ОС по напряжению в диапазоне 0..1 кГц – $Z_{\text{вых}}(f) \approx 17 \text{ Ом}$, а при наличии такой связи – $Z_{\text{вых}}(f) \approx 113 \text{ Ом}$, т.е. выходное сопротивление увеличивается почти в 7 раз. При этом $Z_{\text{вых}}$ носит монотонный характер и не имеет резонансного максимума. В целом частотная зависимость $Z_{\text{вых}}$ ИП с дополнительной ОС по напряжению более благоприятна в отношении динамики работы последнего.

Очевидно, лучший график зависимости выходного динамического сопротивления от частоты ИП с двухконтурной системой управления способствовал бы их продвижению на рынок для для создания современных систем электропитания сложных электротехнических комплексов [7].

На рис. 9 приведены частотные зависимости выходного сопротивления преобразователя $Z_{\text{вых}}(f)$ с параметрами эквивалентной нагрузки $U_0 = 230$ В, $R_{\text{д}\phi0} = -1,64$ Ом ($I_{\text{H}} = 20$ А), существенно большими номинальной нагрузки $U_0 = 170$ В, $R_{\text{д}\phi0} = -0,49$ Ом ($I_{\text{H}} = 100$ А). В кривой выходного сопротивления ИП в этом случае наблюдается резонансный максимум при резонансной частоте

$$\omega_n \approx 1/\sqrt{L2C2}$$
 (fp $\approx 13 \,\kappa\Gamma u$)



Рисунок 9. Зависимость выходного сопротивления ИП с замкнутой и разомкнутой ПОС по напряжению при $I_{\rm H} = 20$ A; $U_0 = 230$ B; $R_{\rm дф0} = -1.64$ Ом; $C_2 = 0.5$ мкФ; $k_u = 0.0005$: 1 - 6e3 ПОС; 2 - c ПОС

Расчёт ЧХ преобразователя с двухконтурной ОС. Преобразователь работает на тактовой частоте блока ШИМ 52 кГц и обеспечивает получение стабилизированного выходного тока 100 А при входном напряжении 540 В. Выходная мощность преобразователя составляет 12000 Вт. Используя программу *FASTMEAN*, выполним расчёты частотных зависимостей модуля и фазы петлевого усиления в диапазоне частот 0,1...30 кГц. Результаты расчётов приведены на рис. 10.

Как следует из анализа зависимостей, приведенных на рис. 10, частота нулевого усиления в этом случае соответствует 10 кГц, а запас устойчивости по фазе на этой частоте составляет ~ 90°. Поскольку на второй субгармонике тактовой частоты (26 кГц) ФЧХ импульсной модели показывает резкое уменьшение значения фазы, то именно на этой частоте вероятно самовозбуждение системы.

Сопоставим исследуемый преобразователь с эквивалентной линейной системой (рис. 10).



Рисунок 10. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) функции петлевого усиления для импульсной (1) и линейной (2) моделей преобразователя при $U_{\rm BX} = 540$ В при $I_{\rm H} = 100$ A, $k_{\rm OY} = 15; k_{\mu} = 0,0005$ с двухконтурной ОС

Из анализа характеристик для импульсной и линейной ($k_{OV} = 160$) моделей преобразователя (рис. 10) видно, что данном случае заметно значительное расхождение ФЧХ импульсной и линейной моделей пре-

образователя в диапазоне частот более 5 кГц. Заметим, что найденные частотные зависимости аналогичны частотным зависимостям преобразователя с одноконтурной OC.

Выполним аналогичные расчёты АЧХ и ФЧХ преобразователя при изменении величины его входного напряжения. Анализ характеристик (рис. 11) показывает, что с уменьшением входного напряжения преобразователя или коэффициента усиления ОУ ($k_{OV} = 120$) снижается глубина ООС и, соответственно, частота нулевого усиления уменьшается до 7...8 кГц, т.е. исследуемая импульсная система становится более узкополосной. Запас устойчивости по фазе превышает 90°, т.е. является достаточным для надёжного обеспечения устойчивости в реальных условиях работы.



Рисунок 11. Частотные зависимости модуля (а) и функции усиления для петлевого фазы (б) импульсной (1)И линейной (2) моделей $U_{\rm BX} = 460 \, {\rm B},$ преобразователя при $I_{\rm H} = 100 \, {\rm A},$ $k_{OY} = 15; k_u = 0,0005$ с двухконтурной ОС

V. ВЫВОДЫ

Метод замкнутого контура позволяет определить частотные характеристики функции петлевого усиления преобразователя с ШИМ, адекватно отображающие условия устойчивости и возможные режимы генерации.

Дискретный набор частотных характеристик, полученный для нескольких режимов работы нелинейного устройства, может не отражать наихудший случай (с точки зрения устойчивости). По этой причине при проектировании устойчивых систем питания необходимо брать большие запасы устойчивости в частотной области по модулю (на 3-6 дБ) и фазе (на 10-20 дБ), чем при проектировании линейных систем.

Сравнительный анализ частотных характеристик преобразователей с различными видами обратной связи с характеристиками линейной модели показывает, что степень их соответствия определяется отношением частоты нулевого усиления к тактовой частоте блока ШИМ.

Частотные характеристики линейной модели преобразователя значительно отличаются от характеристик импульсной модели и не предсказывают возможность самовозбуждения системы.

Анализ частотных характеристик в области высоких частот позволяет сделать вывод о потенциальной возможности выполнения условий генерации при дальнейшем увеличении модуля петлевого усиления не только для частоты $f_T/2$, но одновременно для группы частот вблизи $f_T/2$. Эта гипотеза объясняет возникновение хаотических колебаний в исследуемом преобразователе.

Для отношений частоты нулевого усиления к тактовой частоте $f_0/f_T < 0,08-0,12$ частотные зависимости модуля и фазы петлевого усиления замкнутой импульсной модели практически совпадают в широком диапазоне частот с аналогичными зависимостями линейной модели.

Радикальным способом увеличения выходного сопротивления таких ИП является применение положительной ОС по напряжению нагрузки.

Дополнительная положительная ОС по напряжению нагрузки всегда приводит к существенному повышению выходного сопротивления и снижению резонансного пика, что часто весьма желательно.

Среднее значение выходного сопротивления для ИП с двухконтурной ОС может быть в 6-7 раз больше, чем для ИП с одноконтурной ОС, поэтому частотные зависимости для первого случая более благоприятны в отношении динамики, чем для второго.

Найденные эквивалентные частотные характеристики петлевого усиления позволяют с высокой точностью определить реальные запасы устойчивости по амплитуде и фазе и возможные режимы генерации в широком диапазоне частот.

Дальнейшие исследования связаны с получением точных зависимостей для промышленных стабилизированных ИП в заводских условиях экспериментально с помощью прибора «Измеритель частотных характеристик», синтезом робастного управления ИП. Синтезированный регулятор должен сочетать в себе простоту технической реализации со слабой чувствительностью к наличию неопределённостей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Александров А.Г. Частотная теория автоматического управления (частотное управление): Учебное пособие. – Кн. 1. – Электросталь: ЭПИ МИ-СиС, 2010. – 320 с.
- [2] Коржавин О.А. Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов постоянного напряжения. – М.: Радио и связь, 1977. – 360 с.
- [3] Bode Henrik W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design, New York: D. Van Nostrand Company, Inc. 1946.
- [4] Верещаго Е.Н. Анализ электромагнитных процессов в FB-ZVS-PS DC-DC конверторе с LCCконтурами / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко, И.Ф. Фельдшер // Вісник Хмельницького національного університету.– 2007. – № 2. – Т. 1. – С. 225 – 229.
- [5] Верещаго Е.Н. Квазирезонансные инверторы в устройствах электропитания для воздушноплазменной резки / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко, И.Ф. Фельдшер // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2007. Ч. 4. – С. 8 – 11.
- [6] Jovanovic M. Zero- Voltage- Switching Technique in High-Frequency off-line Converters // IEEE Proceedings of APEC, 1988, pp. 23-32.
- [7] Схемотехника инверторных источников питания для дуговой нагрузки: [учеб. пособие] / Е.Н. Верещаго, В.Ф. Квасницкий, Л.Н. Мирошниченко, И.В. Пентегов. – Николаев: УГМТУ, 2000. – 283 с.
- [8] Middlebrook R.D. Input filter consideration in design and application of switching regulators. – IEEE PESC, 1977, pp. 36-57.
- [9] Horowitz I.M. Synthesis of Feedback Systems, Academic Press, 1963. - 740 p.

- [10]Верещаго Е.Н. Чувствительность характеристик модели электрической дуги к изменению параметров элементов [Текст] / Е.Н. Верещаго, В.И. Костюченко // Електротехніка та електроенергетика. – 2019. – №1. – С. 22 – 31. DOI: 10.15588/1607-6761-2019-1-2
- [11] Дмитриков В.В. Основы теории цепей. М.: Горячая линия, 2008. 424 с.
- [12]Ghetty P.P.K. Switch-mode power supply design. TAB Books Inc., 1986.
- [13]Arif A. Load Modeling A Review [Text] / A. Arif, Z. Wang, J. Wang, B. Mather, H. Bashualdo, D. Zhao // IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, Vol. 9, Issue: 6, p. 5986–5999. DOI: 10.1109/TSG.2017.2700436
- [14]Krein P.T. Types of instabilities encountered in simple power electronics circuits: Unboundedness, chattering and chaos [Text] / P.T. Krein, R.M. Bass // Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 1990, p. 191–194. DOI: 10.1109/APEC.1990.66411
- [15] Lowke J.J. A simplified unified theory of arcs and their electrodes [Text] / J.J. Lowke, R. Morrow, J. Haidar // Journal of Physics D: Applied Physics, 1997, Vol. 30, P. 2033–2042. DOI: 10.1088/0022-3727/30/14/011
- [16] Mayer E.A. An improved sampled-data currentmode-control model which explains the effects of control delay [Text] / E.A. Mayer, R.J. King // IEEE Trans on Power Electronics, 2001, Vol. 16, Issue: 3, p. 369 – 374. DOI: 10.1109/63.923769
- [17] Лоос А.В. Источники питания для импульсных технологических процессов [Текст] / А.В. Лоос, А.В. Лукутин, Ю.Н. Сараев. – Томск: Издательско-полиграфическая фирма ТПУ, 1998. – 160 с.
- [18] Милютин В.С. Источники питания для сварки [Текст] / В.С. Милютин, М.П. Шалимов, С.М. Шанчуров. – М.: Айрис–пресс, 2007. – 376 с. Стаття надійшла до редакції 29.01.2019

ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ І ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЮВАЧА НАПРУГИ З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ, ЩО ПРАЦЮЄ НА ДУГОВЕ НАВАНТАЖЕННЯ

ВЕРЕЩАГО Є. М.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри морського приладобуду	вання
	Національного університету кораблебудування імені адмірала Мака	ірова,
	Миколаїв, Україна, e-mail: venmkua@gmail.com;	-
КОСТЮЧЕНКО В. І.	канд. техн. наук, доцент кафедри суднових електроенергетичних си	стем
	Національного університету кораблебудування імені адмірала Мака	ірова,
	Миколаїв, Україна, e-mail: vikmkua@gmail.com;	1

Мета роботи. Забезпечення підвищення якості регулювання імпульсних перетворювачів енергії з одночасним виключенням з його динаміки небажаних динамічних режимів. Побудова імітаційної моделі мостового перетворювача з фазовим керуванням і м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження, дослідження статичних і динамічних характеристик, аналіз статичних і динамічних режимів функціонування замкнутої системи стабілізації струму, вивчення нелінійних динамічних властивостей розглянутого перетворювача з

(Розділ «Електротехніка»)

ШІМ, порівняльний аналіз частотних характеристик реальної замкнутої імпульсної системи з характеристиками її лінійної моделі.

Методи дослідження. Фундаментальні принципи теорії зворотного зв'язку, частотного аналізу стійкості електричних ланцюгів і управління, математичного моделювання та спектрального аналізу процесів в нелінійних дискретних системах, цифрової обробки сигналів і експериментального визначення характеристик і параметрів систем автоматичного управління. Застосування інженерної методики та універсальної комп'ютерної програми, що базуються на нових рішеннях матричних рівнянь ланцюгів, що дозволяють на якісно іншому рівні в автоматичному режимі виконувати трудомісткі розрахунки частотних характеристик, що враховують нелінійний характер процесів в замкнутих сучасних потужних імпульсних системах.

Отримані результати. Запропонована система регулювання струму на основі перетворювача з м'якою комутацією транзисторів володіє достатньою надійністю і терміном служби, дозволяє отримати високий ККД і показники якості і точності в умовах невизначеності параметрів об'єкта і збурень. Розроблено методику проектування оптимальних за Боде частотних характеристик петлевого посилення розглянутого перетворювача з ШІМ, в можливості регулювання статичної та виборі динамічної нестабільності вихідного струму, в забезпеченні стійкої роботи і виключення автоколивального режиму стабілізованого перетворювача, що працює на довільне комплексне навантаження.

Наукова новизна. Отримала подальший розвиток теорія частотного управління шляхом її поширення на новий клас об'єктів - джерела живлення для електротехнологій з поліпшеними показниками якості і точності, що дозволяє підняти зварювальні та суміжні з нею технології на більш високий рівень, вирішити багато проблем, в тому числі проблему поліпшення якості кінцевого продукту.

Практична цінність. Розглянуті в статті аналіз статичних і динамічних характеристик і застосування нових методик розрахунку і засобів вимірювання еквівалентних частотних характеристик перетворювальних пристроїв з ШІМ слід вважати як один з етапів створення інженерних методик синтезу регуляторів джерела живлення, який би розглядав останні як істотно нелінійні системи і враховуючи можливість виникнення небажаних динамічних режимів. Метод замкнутого контуру дозволяє визначити частотні характеристики функції петлевого посилення перетворювача з ШІМ, адекватно відображаючи умови стійкості та можливі режими генерації.

Ключові слова: якість стабілізації; імпульсний перетворювач постійного струму; комбіноване управління.

RESEARCH OF STATIC AND DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A VOLTAGE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING RUNNING ON ARC LOAD

VERESCHAGO E.N. PhD, Associate professor, Associate professor of Department of Marine Instrument of National University of Shipbuilding named after Admiral Makarov, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: venmkua@gmail.com;

KOSTYUCHENKO V.I. PhD, Associate Professor of the Department of Marine Electric Power Systems of the National University of Shipbuilding named after Admiral Makarov, Mykolaiv, Ukraine, e-mail: vikmkua@gmail.com.

Purpose. The purpose of the work is to ensure the improvement of the regulation quality of pulsed energy converters with simultaneous exclusion of undesirable dynamic modes from its dynamics. Construction of a simulation model of a bridge converter with phase control and soft switching operating on an arc load, studying static and dynamic characteristics, analyzing static and dynamic modes of a closed current stabilization system, studying the nonlinear dynamic properties of the considered converter with PWM, comparative analysis of the frequency characteristics of a real closed pulse system with the characteristics of its linear model.

Methodology. Fundamental principles of feedback theory, frequency analysis of electrical circuit stability and control, mathematical modeling and spectral analysis of processes in nonlinear discrete systems, digital signal processing and experimental determination of characteristics and parameters of automatic control systems. The use of engineering techniques and universal computer programs based on new solutions of the matrix equations of circuits, which allow to perform time-consuming calculations of frequency characteristics that take into account the nonlinear nature of processes in closed modern high-power pulse systems at a qualitatively different level.

Findings. The proposed current control system based on a converter with soft switching transistors has sufficient reliability and service life, allows to obtain high efficiency as well as quality and accuracy indicators in conditions of uncertainty of object parameters and disturbances. A technique has been developed for designing the Bode-optimal frequency characteristics of the loop gain of the considered converter with PWM, in the possibility of controlling the static and choosing the dynamic instability of the output current, in ensuring stable operation and eliminating the self-

(Розділ «Електротехніка»)

oscillating mode of the stabilized converter operating on an arbitrary complex load.

Originality. The theory of frequency control has been further developed by extending it to a new class of objects — power sources for electrical technologies with improved quality and accuracy indicators, which makes it possible to raise welding technologies and related technologies to a higher level, to solve many problems, including the problem of improving the final product quality.

Practical value. The analysis of static and dynamic characteristics considered in the article and the use of new methods for calculating and measuring the equivalent frequency characteristics of converting devices with PWM should be considered as one of the stages of creating engineering methods for synthesizing power supply regulators, considering the latter as essentially nonlinear systems and taking into account the possibility of undesirable dynamic modes. The closed-loop method allows to determine the frequency characteristics of the loop gain function of a PWM converter that adequately reflects the stability conditions and possible lasing modes.

Keywords: quality of stabilization; pulse converter of a direct current; combined control. REFERENCES tems, Academic Press, 740.

- Aleksandrov, A.G. (2010) Chastotnaja teorija avtomaticheskogo upravlenija (chastotnoe upravlenie). Jelektrostal': JePI MISiS, 320.
- [2] Korzhavin, O.A. Dinamicheskie harakteristiki impul'snyh poluprovodnikovyh preobrazovatelej i stabilizatorov postojannogo naprjazhenija. (1977). Moscow, Radio and communication, 360.
- [3] Bode, Henrik W. (1946). Network Analysis and Feedback Amplifier Design. New York: D. Van Nostrand Company, 642.
- [4] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I., Fel'dsher, I.F. (2007). Analiz jelektromagnitnyh processov v FB-ZVS-PS DC-DC konvertore s LCC-konturami [Analysis of electromagnetic processes in FB-ZVS-PS DC-DC converter with LCC circuits]. Visnyk of the Khmelnytsky National University. 2 (1), 225-229.
- [5] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I., Fel'dsher, I.F. (2007). Kvazirezonansnye invertory v ustrojstvah jelektropitanija dlja vozdushno-plazmennoj rezki [Quasiresonant inverters in power supply devices for air plasma cutting]. *Technical electrodynamics. Thematic issue "Power Electronics and Energy Efficiency".* 4, 8-11.
- [6] Jovanovic, M. (1988). Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency off-line Converters. *IEEE Proceedings of APEC*, 23-32.
- [7] Vereshhago, E.N., Kvasnickij, V.F., Miroshnichenko, L.N., Pentegov, I.V. (2000). Shemotehnika invertornyh istochnikov pitanija dlja dugovoj nagruzki. Nikolaev: UGMTU, 283.
- [8] Middlebrook, R.D. (1977). Input filter consideration in design and application of switching regulators. IEEE PESC, 36-57.
- [9] Horowitz, I.M. (1963). Synthesis of Feedback Sys-

[10] Vereshhago, E.N., Kostjuchenko, V.I. (2019). Chuvstvitel'nost' harakteristik modeli jelektricheskoj dugi k izmeneniju parametrov jelementov [Sensitivity of characteristics of model of the electric arc to change of parameters of elements]. *Electrical Engineering And Power Engineering*, 1, 22-31. DOI:

[11]Dmitrikov, V.V. (2008). Osnovy teorii cepej, Moscow, Gorjachaja linija, 424.

10.15588/1607-6761-2019-1-2

- [12]Ghetty, P.P.K. (1986). Switch-mode power supply design. TAB Books Inc., 326.
- [13]Arif, A., Wang, Z., Wang, J., Mather, B., Bashualdo, H., Zhao, D. (2017). Load Modeling A Review. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9, 6, 5986-5999. DOI: 10.1109/TSG.2017.2700436
- [14]Krein, P.T., Bass, R.M. (1990). Types of instabilities encountered in simple power electronics circuits: Unboundedness, chattering and chaos. *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, 191-194. DOI: 10.1109/APEC.1990.66411
- [15] Lowke, J. J., Morrow, R., Haidar, J. (1997). A simplified unified theory of arcs and their electrodes. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 30, 2033-2042. DOI: 10.1088/0022-3727/30/14/011
- [16] Mayer, E. A., King, R. J. (2001). An improved sampled-data current-mode-control model which explains the effects of control delay. *IEEE Trans on Power Electronics*, 16, 3, 369-374. DOI: 10.1109/63.923769
- [17]Loos, A. V., Lukutin, A. V., Saraev, Ju. N. (1998). Istochniki pitanija dlja impul'snyh tehnologicheskih processov. Tomsk: Izdatel'sko-poligraficheskaja firma TPU, 160.
- [18] Miljutin, V. S., Shalimov, M. P., Shanchurov, S.M. (2007). Istochniki pitanija dlja svarki. Moscow.: Ajris-press, 376.

УДК 621.3.01:519.876.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ЭФФЕКТА В СТАЛИ НА ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЕ С ПОМОЩЬЮ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ

 ОСТРЕНКО М.В. ст. преподаватель Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина; e-mail: ostrenkomaxym@gmail.com;
 МИЩЕНКО К.А. аспирант Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, e-mail: Karina.logvin@gmail.com;

ПАТАЛАХ Д.Г. аспирант Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, e-mail: patalakh.dmytro@gmail.com;

ТИХОВОД С.М. д-р техн. наук, доцент, заведующий кафедрой теоретической и общей электротехники Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, email: stikhovod@gmail.com

Цель работы. Разработать методику и компьютерную программу для расчета процессов проникновения электромагнитного поля промышленной частоты в стальное тело при учете нелинейности характеристики намагничивания стали.

Методы исследования. Для расчета электромагнитных полей в ферромагнитной среде применен метод магнитоэлектрических схем замещения. Особенностью метода является использование так называемого «магнитного тока» – производной магнитного потока. Это позволило ввести в схему «магнитные конденсаторы», что заметно упростило уравнения состояния, которые составляются на основе законов Кирхгофа для электрических и магнитных цепей, закона электромагнитной индукции и закона полного тока. Методы численного интегрирования дифференциальных уравнений оформлены в виде дополнительных уравнений, которые присоединяются к уравнениям состояния. В результате получается система линейных алгебраических уравнений, которая на каждом шаге интегрирования имеет единственное решение. Кривая намагничивания стали аппроксимирована сплайнами, что позволяет на каждом шаге интегрирования уточнять переменные коэффициенты системы уравнений.

Полученные результаты. Разработанные методика и алгоритм позволили разработать компьютерную программу для расчета динамики проникновения электромагнитного поля в стальное тело. Расчеты по данной программе позволили вычислять глубину проникновения электромагнитного поля в стальное тело. Предложенная методика позволяет катушку с ферромагнитным сердечником считать линейным элементом в интервалах приложенного напряжения определяемых в этой методике, вычислять эквивалентную магнитную проницаемость сердечника, а также индуктивность катушки.

Научна новизна. Впервые применен метод использования нелинейных магнитоэлектрических схем замещения для анализа переходных процессов проникновения электромагнитного поля в стальное тело, что позволило сократить время расчета более чем в два раза.

Практическая ценность. На основании исследований определены границы значений напряженности магнитного поля, в которых можно применять линейные методы анализа. Это позволяет применять линейные методы анализа при моделировании электромагнитных полей в элементах конструкции трансформаторов методом конечных элементов.

Ключевые слова: магнитные поля; магнитоэлектрические схемы замещения; магнитные конденсаторы; сплайны.

І. ВВЕДЕНИЕ

Разработка силовых трансформаторов выполняется при активном использовании моделирования электромагнитных процессов в магнитной и электрической системах. Электромагнитное поле проникает также в бак и элементы конструкции трансформатора, вызывая потери, а также перегревы. Изменяя конструкцию можно минимизировать потери и перегревы. Расчет потерь от поля рассеяния, а также перегревов бака и элементов конструкции трансформатора при его работе в различных режимах - сложная задача, требующая значительного времени и ресурсов компьютера. Учет нелинейности намагничивания стали приводит к значительному усложнению процесса моделирования. Поэтому необходимо провести исследования, которые бы определили диапазон изменения значений напряженности магнитного поля, в котором нелинейностью характеристики стали можно пренебречь.

© Остренко М.В., Мищенко К.А., Паталах Д.Г., Тиховод С. М, 2019 DOI 10.15588/1607-6761-2019-2-2

ISSN 1607-6761 (Print)

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Аналитическому расчету электромагнитных процессов в устройствах, содержащих катушки со стальным магнитопроводом уделялось достаточно внимания многими авторами [1], [2]. Однако такие расчеты давали адекватные результаты только при слабо выраженном поверхностном эффекте и слабой нелинейности характеристики намагничивания стали. Полученная в настоящее время практика моделирования трансформаторных устройств показала, что численные методы обеспечивают достаточную информацию для расчетов нагревов элементов конструкции трансформаторов и реакторов. Моделирование переменных во времени электромагнитных полей в элементах конструкции трансформаторов возможно в программных комплексах ANSYS [3], [4], COMSOL [5] и им подобных. В работах [6]-[7] описано моделирование электромагнитных полей, основанное на методе конечных элементов [8]. Такие программные пакеты позволяют выполнять моделирование трехмерных магнитных полей. Однако необходимый учет нелинейных свойств намагничивания стали приводит к многократному увеличению времени моделирования.

Для исследования электромагнитных процессов в устройствах, содержащих катушки со стальным магнитопроводом, может быть применен метод использования магнитоэлектрических схем замещения [9]. В работах [10]-[11] М.А. Шакировым предложено использовать понятие магнитного тока смещения $i^{\mu} = d\Phi / dt$ по аналогии с электрическим током смещения плотностью dD/dt. Подобно электрическому току смещения, протекающему через емкостной элемент, магнитный ток смещения должен протекать через магнитный емкостной элемент С_{*m*}. В работе [12] этот прием использован этим автором для моделирования в комплексной форме гармонических электромагнитных процессов в энергосистеме. Этот метод с применением так называемых «магнитных конденсаторов» успешно доработан и показал свою эффективность при анализе переходных процессов в магнитоэлектрических схемах замещения трансформаторов [13]-[14]. Задачи расчета электромагнитных полей целесообразно сводить, где это возможно, к задаче расчета электромагнитных процессов во взаимосвязанных электрических и магнитных цепях. Расчет процессов в электрических и магнитных цепях с сосредоточенными параметрами требует существенно меньших ресурсов компьютера, чем расчет полей. В данной работе предложено новое применение метода использования магнитоэлектрических схем замещения для моделирования динамических электромагнитных полей.

Таким образом, разработка уточненной методики проникновения электромагнитного поля в стальное тело, а также определение диапазона изменения значений напряженности магнитного поля, в котором нелинейностью можно пренебречь, составляют актуальность задачи.

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью работы является применение метода магнитоэлектрических схем замещения для моделирования процессов проникновения электромагнитного поля в стальное тело при учете нелинейности характеристики намагничивания стали и поверхностного эффекта. На основании исследований необходимо отметить границы применимости линейных методов анализа при моделировании электромагнитных полей в элементах конструкции трансформаторов.

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Рассмотрим замкнутый однородный ферромагнитный магнитопровод в виде тора, на котором расположена катушка, содержащая N_w витков. Средняя линия магнитопровода имеет длину ℓ . Если подключить к катушке источник переменного напряжения e(t), то по виткам катушки потечет электрический ток i(t). Согласно закону Ампера

$$H \cdot \ell = N_w \cdot i, \tag{1}$$

где Н напряженность магнитного поля.

Продифференцируем выражение (1) по времени:

$$\frac{dH}{dB}\frac{dB}{dt}\ell = N_W\frac{di}{dt},\tag{2}$$

где В магнитная индукция поля.

Преобразуем выражение (2), используя обозначение дифференциальной магнитной проницаемости $\mu^{d} = \frac{dB}{dH}$:

$$\frac{\ell}{S\mu^d} \frac{d\Phi}{dt} = N_W \frac{di}{dt},\tag{3}$$

где *S* – площадь поперечного сечения магнитопровода.

Обозначив производную по времени штрихом, уравнение (3) представим в виде:

$$R^{d}\Phi' = Nw \ i', \tag{4}$$

где введено дифференциальное магнитное сопротивление

$$R^{d} = \frac{\ell}{\mu^{d}S}$$
 (5)

Согласно выражению (4) можно записать:

$$\Phi' = \frac{N_w i'}{R^d} = i^\mu \,. \tag{6}$$

Преобразуем формально выражение (6), введя дифференциальную емкость некого магнитного кон-

денсатора

$$i^{\mu} = \Phi' = C_m^{\ d} \frac{du_{cm}}{dt} \tag{7}$$

где дифференциальная емкость магнитного конденсатора определяется выражением:

$$C_m^{\ \ d} = \frac{\mu^d S}{\ell} \tag{8}$$

Будем интерпретировать выражение (7) следующим образом (рис. 1). В схеме замещения магнитной ветви протекает магнитный ток i^{μ} , равный производной магнитного потока $d\Phi/dt$. В магнитную ветвь включен магнитный конденсатор с дифференциальной емкостью $C_m^{\ d}$. Влияние катушки на магнитную ветвь учтено включением в магнитную ветвь источника напряжения, управляемого током катушки с коэффициентом управления, равным числу витков N_w . Влияние магнитной ветви на катушку учтено включением вместо катушки источника напряжения, управляемого током катушку правляемого магнитной ветви на катушку учтено включением вместо катушки источника напряжения, управляемого магнитным током с коэффициентом управления N_w .



а) участок магнитопровода с установленной катушкой; б) магнитоэлектрическая схема замещения с магнитным конденсатором Ст

Рисунок 1. Замена участка магнитопровода схемой замещения:

При этом следует отметить, что в выражении (7) дифференциальная емкость магнитного конденсатора C_m^d (8) не входит под знак производной по времени. Это дает основание рассматривать напряжение на магнитном конденсаторе как самостоятельную переменную состояния.

Применим изложенную теорию для анализа процессов проникновения электромагнитного поля промышленной частоты в стальное тело.

Рассмотрим тороидальный стальной сердечник, на котором размещена обмотка с числом витков N_w .

На рис. 2 изображен этот сердечник в разрезе. Радиус круга сечения сердечника обозначим R_m . К обмотке подключен источник ЭДС e(t) и по обмотке протекает ток i(t).

Мысленно разделим сердечник на концентрические слои одинаковой толщины (рис. 2). Количество слоев обозначим N_s . Нумерацию слоев будем выполнять, начиная с внешнего слоя.

Магнитные потоки слоев обозначим $\Phi_1, \Phi_2 \cdots \Phi_{N_n}$.



Рисунок 2. Сердечник с катушкой в разрезе

Магнитные потоки всех слоев по закону электромагнитной индукции наводят в обмотке ЭДС, равную

$$N_{\mathcal{W}}\left(\frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{d\Phi_2}{dt} + \frac{d\Phi_3}{dt} + \dots + \frac{d\Phi_{N_s}}{dt}\right)$$
(9)

Тогда обмотку можно изобразить схемой замещения (рис. 3).



Рисунок 3. Схема замещения катушки

Уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа для цепи, показанной на рис. 3, имеет вид:

$$N_w(i_1^{\mu} + i_2^{\mu} + i_3^{\mu} + \dots + i_{N_s}^{\mu}) + R \cdot i = e(t)$$
(10)

В первом внешнем слое протекает по кругу ток $i_l(t)$. Вдоль слоя протекает магнитный поток Φ_l . В этом слое создается ЭДС индукции, созданная всеми магнитными потоками, расположенными глубже, а также частью магнитного потока Φ_l этого же слоя. Выясним, какая часть магнитного потока этого же слоя участвует в создании ЭДС в этом же слое.

На рис. 4 рассмотрим фрагмент внешнего слоя магнитопровода толщиной *d*.



Рисунок 4. Фрагмент поперечного разреза внешнего слоя магнитопровода

В области слоя при r = 0 ЭДС, наведенная потоком Φ_l , равна нулю. При r=d ЭДС, наведенная потоком Φ_l , максимальна и равна $-d\Phi_l/dt$. При $r \neq 0$ значение ЭДС определяется выражением:

$$e(S) = -S\frac{dB}{dt},\tag{11}$$

где S - площадь поперечного сечения части первого слоя толщиной r.

Среднее значение ЭДС в первом слое равно

$$E = \frac{1}{S_1} \int_{0}^{S_1} e(S) dS = -\frac{1}{S_1} \int_{0}^{S_1} \frac{dB}{dt} S dS, \qquad (12)$$

где S₁ площадь поперечного сечения всего первого слоя.

Учитывая, что толщина слоя d выбирается малой, считаем, что в пределах слоя магнитная индукция B изменяется незначительно. Поэтому в пределах слоя считаем величину B, не зависящей от r. Тогда величину dB/dt выносим за знак интеграла. Среднее значение ЭДС, наведенной магнитным потоком первого слоя, равно:

$$E = -\frac{1}{S_1} \frac{dB}{dt} \int_{0}^{S_1} SdS = -\frac{1}{2} \frac{d\Phi_1}{dt}.$$
 (13)

Вывод: в создании ЭДС первого слоя участвует половина магнитного потока этого же слоя и все магнитные потоки внутренних слоев.

Этот слой, имеющий сопротивление R_1 , можно изобразить схемой замещения (рис. 5).



Рисунок 5. Схема замещения первого слоя сердечника

Во втором слое протекает по кругу ток $i_2(t)$. В этом слое создается ЭДС индукции всеми магнитными потоками, расположенными глубже этого слоя, а также половиной магнитного потока этого же слоя. Этот слой, имеющий сопротивление R_2 , можно изобразить схемой замещения (рис. 6).



Рисунок 6. Схема замещения второго слоя сердечника

Для катушки, имеющей сопротивление *R*, и для всех *N_s* слоев сердечника составим систему уравнений по закону напряжений Кирхгофа:

$$Ri + N_{W}\left(\frac{d\Phi_{1}}{dt} + \frac{d\Phi_{2}}{dt} + \frac{d\Phi_{3}}{dt} + \dots + \frac{d\Phi_{N_{s}}}{dt}\right) = e(t)$$

$$R_{1}i_{1} + \left(\frac{d\Phi_{1}}{dt}/2 + \frac{d\Phi_{2}}{dt} + \frac{d\Phi_{3}}{dt} + \dots + \frac{d\Phi_{N_{s}}}{dt}\right) = 0$$

$$R_{2}i_{2} + \left(\frac{d\Phi_{2}}{dt}/2 + \frac{d\Phi_{3}}{dt} + \dots + \frac{d\Phi_{N_{s}}}{dt}\right) = 0$$

$$\dots$$

$$R_{N_{s}}i_{N_{s}} + \left(\frac{d\Phi_{N_{s}}}{dt}/2\right) = 0$$
(14)

где *R*₁, *R*₂, ... *R*_{Ns} – электрические сопротивления слоев сердечника.

Магнитные потоки всех слоев по закону Ампера создают в слоях сердечника магнитодвижущую силу (МДС). В первом слое МДС создается током катушки *i* и частью тока *i*₁ первого слоя. Можно показать, что при создании МДС в первом слое участвует половина тока первого слоя:

$$N_{w}i - \frac{1}{2}i_{1}$$
 (15)

Во втором слое МДС создается током катушки i, током первого слоя i_1 и половиной тока второго слоя i_2 :

ISSN 1607-6761 (Print)

(Розділ «Електротехніка»)

ISSN 2521-6244 (Online)

$$N_{w}i - i_{1} - \frac{1}{2}i_{2}$$
 (16)

И так далее.

Согласно закону напряжений Кирхгофа для магнитных цепей эти МДС равны магнитным напряжениям в магнитопроводе. Эти магнитные напряжения согласно рис.1 равны напряжениям на магнитных конденсаторах.

Тогда система уравнений, составленная для слоев сердечника по закону напряжений Кирхгофа для магнитных цепей, имеет вид:

$$u_{c_{1}} = N_{w}i - \frac{1}{2}i_{1}$$

$$u_{c_{2}} = N_{w}i - i_{1} - \frac{1}{2}i_{2}$$

$$\dots$$

$$u_{c_{NS}} = N_{w}i - i_{1} - i_{2} - \dots - \frac{1}{2}i_{NS}$$
(17)

Введем единый вектор переменных:

$$\mathbf{X}_{t} = \begin{bmatrix} u_{c1}' & u_{c2}' & \cdots & u_{cNs}' & u_{c1} & u_{c2}' & \cdots & u_{cNs}' & i_{1} & i_{2}' & \cdots & i_{Ns}' & i_{1}^{\mu} & i_{2}^{\mu} \cdots & i_{Ns}^{\mu} & i_{1}^{\mu} & \end{bmatrix}$$
(18)

где

В этом векторе первые N_s членов идут производные напряжений на магнитных конденсаторах (производных переменных состояния). Далее идут напряжения на магнитных конденсаторах (переменные состояния), электрические токи слоев сердечника, магнитные токи слоев (по N_s членов). Согласно выражению (7) магнитными токами называем производные магнитных потоков $i_1^{\mu} \quad i_2^{\mu} \cdots i_{N_s}^{\mu}$. Последний член вектора (18) – ток катушки i(t).

Объединим уравнения (10), (14), (17) в одну систему. К этой системе добавим уравнения связи (19) напряжений на магнитных конденсаторах и магнитных токов:

$$C_{m1}^{d} \frac{du_{cm1}}{dt} - i_{1}^{\mu} = 0$$

$$C_{m2}^{d} \frac{du_{cm2}}{dt} - i_{2}^{\mu} = 0$$

$$\dots$$

$$C_{mNs}^{d} \frac{du_{cmNs}}{dt} - i_{Ns}^{\mu} = 0$$
(19)

В результате получим уравнение в матричной форме:

$$\mathbf{M}_{kir} \cdot \mathbf{X}_t = \mathbf{F}_{kir} \tag{20}$$

Матричное уравнение (20) имеет $4N_s+1$ переменных, но содержит только $3N_s+1$ уравнений. Чтобы это матричное уравнение имело единственное решение, его нужно дополнить N_s уравнениями. Это могут быть уравнения численного метода решения дифференциальных уравнений.

На первом шаге интегрирования следует использовать метод Гира первого порядка (неявный метод Эйлера) [15], так как он использует значения переменных состояния только в одной предыдущей временной точке:

$$\begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ \vdots \\ u_{cNs} \end{bmatrix}_{(k)} = \begin{bmatrix} u_{c1} \\ \vdots \\ u_{cNs} \end{bmatrix}_{(k-1)} + h \begin{bmatrix} u'_{c1} \\ \vdots \\ u'_{c2} \\ \vdots \\ u'_{cNs} \end{bmatrix}_{(k)},$$

или:

$$\mathbf{X}_{S(k)} - h\mathbf{X}'_{S(k)} = \mathbf{X}_{S(k-1)}, \qquad (23)$$

где $\mathbf{X}_{S(k)}$ - вектор переменных состояния в текущей

временной точке номер, а $\mathbf{X}_{S(k-1)}$ тот же вектор в предыдущей точке.

На втором шаге интегрирования можно использовать метод Гира второго порядка, на основании которого можно записать:

$$X_{s_k} = \frac{4}{3} X_{s_{k-1}} - \frac{1}{3} X_{s_{k-2}} + h \left[\frac{2}{3} X'_{s_k} \right], \qquad (24)$$

На третьем шаге используем метод Гира третьего порядка, и так далее до пятого порядка.

Объединим матричное уравнение (20) с матричным уравнением (23) или (24), полученным на основании численного метода Гира (в которое входит N_s уравнений по числу переменных состояния). В результате получим линейное матричное уравнение относительно токов, напряжений и производных переменных состояния на k-м шаге интегрирования:

$$\mathbf{M}_G \cdot \mathbf{X}_t = \mathbf{F}_G \quad , \tag{25}$$

где M_G – матрица M_{kir} с присоединенными строками уравнений (23) или (24), полученных методом Гира; F_G – вектор F_{kir} с присоединенными строками метода Гира.

Матричное уравнение (25) имеет $4N_s+1$ переменных и состоит из $4N_s+1$ линейных уравнений. Это матричное уравнение имеет единственное решение – вектор \mathbf{X}_t в текущей точке. Это уравнение может быть использовано многократно с пошаговым увеличением текущего времени. На каждом шаге интегрирования необходимо вычислять значения магнитных потоков $\Phi_1, \Phi_2 \dots \Phi_{N_s}$, текущего шага интегрирования k: методом трапеций по значениям магнитных потоков предыдущего шага интегрирования и значениям производной магнитных потоков предыдущего k-1 и текущего k шагов интегрирования:

$$\Phi_{k} = \Phi_{k-1} + \frac{\frac{d\Phi}{dt}_{k-1} + \frac{d\Phi}{dt}_{k}}{2}.$$
 (26)

Матрица (21) М_{кіг} включает в свой состав элементы $C_{m1}{}^d, C_{m2}{}^d \cdots C_{mNs}{}^d$ - емкости магнитных конденсаторов, которые зависят от магнитной проницаемости стали μ^d , а магнитная проницаемость зависит от текущего значения напряженности магнитного поля. Для вычисления значений емкостей магнитных конденсаторов необходимо использовать кривую намагничивания стали, из которой выполнен магнитопровод. Используем один из наиболее удобных и точных способов аппроксимации кривых, заданных значениями в опорных точках. - способ аппроксимации сплайнами [16]. Если кривую намагничивания задать с помощью двух векторов МВ, МН, определяющих ряд значений опорных точек магнитной индукции и напряженности магнитного поля, то с помощью стандартной функции Matlab csapi можно получить так называемую *p*-форму: *p*=*csapi*(MB,MH). *P* - форма это структура, хранящая все коэффициенты и другую информацию о сплайн-аппроксимации. Используя рформу можно для любого значения магнитной индукции В, входящего в интервал, заданный опорными точками, вычислить значение напряженности магнитного поля Н: H=fnval(p,B). С помощью стандартной функции fnder, используя p-форму, задающую аппроксимацию функции Н(В), можно получить рформу, задающую аппроксимацию производной функции dH/dB(B): dp = fnder(p). Теперь для произвольного значения В можно вычислить значение производной: dH/dB = fnval(B, dp). Использование сплайнов позволяет производить вычисление производных быстрее, чем это делается другими численными методами. Дело в том, что вид производной полинома известен, и операция дифференцирования функции сводится к изменению коэффициентов соответствующей *p*-формы.

Данная методика апробирована с помощью составленной компьютерной программы Sol_5.m при использовании метода Гира до четвертого порядка [15] по следующей последовательности действий:

1. Ввод исходных данных.

2. Задание начальных значений времени t = 0, счетчика k шагов интегрирования, независимых начальных условий **X**_S (23) и начальных значений магнитных потоков $\Phi_{1,}\Phi_{2} \cdots \Phi_{N}$.

3. Согласно (8) вычисление дифференциальных емкостей магнитных конденсаторов $C_{m1}{}^d$, $C_{m2}{}^d \cdots C_{mNs}{}^d$.

4. Формирование матрицы M_G.

5. Вычисление вектора правой части $\mathbf{F}_{G.}$ В 1-й строке задается значение ЭДС источника при t=0: e(0); в строках $3N_s+2$: $4N_s+1$ зададим начальные значения напряжений на магнитных конденсаторах.

6. Согласно (25) вычисление $X_{t(0)}$, - вектора всех переменных при шаге h=0.

7. Сохранение полученных решений в массиве решений X.

8. Изменение текущего времени на шаг интегрирования: t=t+h, увеличение значения счетчика шагов интегрирования k=k+1.

9. Сохранение значений переменных состояния и значений магнитных потоков.

10. Организация итерационного цикла для вычисления переменных параметров.

11. По значениям магнитных потоков $\Phi_1, \Phi_2 \cdots \Phi_{N_s}$, полученных на предыдущем шаге интегрирования, произведем согласно (8) вычисление дифференциальных емкостей магнитных конденсаторов $C_{m1}^{d}, C_{m2}^{d} \cdots C_{mNs}^{d}$ при использовании сплайнаппроксимации кривой намагничивания стали.

12. Сохранение текущих значений дифференциальных емкостей магнитных конденсаторов под именами $C_m \int_{-\infty}^{d} C_{m2} \int_{-\infty}^{d} C_{mNs} \int_{-\infty}^{d} C_{mNs}$

13. Корректировка матрицы $\mathbf{M}_{\mathbf{G}}$: $\mathbf{M}_{\mathbf{G}}(2N_s+2,1)=C_{ml}^{d} \div \mathbf{M}_{\mathbf{G}}(3N_s+1,N_s)=C_{mNs}^{d}$. Последние N_s строк заполняются согласно уравнениям на основании метода Гира, причем порядок метода Гира равен номеру шага интегрирования, но не больше четырех.

14. Вычисление вектора правой части \mathbf{F}_{K} . $\mathbf{F}_{\mathrm{K}}(1) = e(t)$. Последние N_s строк заполняются согласно уравнениям на основании метода Гира.

15. Вычисление вектора текущего решения уравнения (25): $\mathbf{X}_t = \mathbf{M}_G \backslash \mathbf{F}_G$.

16. Вычисление значений магнитных потоков $\Phi_1, \Phi_2 \cdots \Phi_{N_a}$ численным методом трапеций.

17. Вычисление относительной погрешности расчета дифференциальных емкостей на смежных итерациях:

$$er = \frac{\sum_{k=1}^{2} \left| C^{d}_{m_{-}}(k) - C^{d}_{m}(k) \right|}{\sum_{k=1}^{2} \left| C^{d}_{m}(k) \right|}$$

18. Если погрешность *ег* меньше заданной величины ε , то производится запись результатов в массив решений **X**, сохраняются значения переменных состояния и выполняется переход на п. 8. В противном случае вычисляются магнитные потоки, и выполняется переход на п. 11, повторяя итерационный цикл.

Вычисления ведутся в цикле переходом на п. 8 пока текущее время tk не станет равным или большим заданного времени исследования переходного процесса.

В качестве примера применения рассмотренной схемы замещения проведено моделирование переходного процесса при включении катушки, содержащей Nw витков, расположенной на замкнутом однородном магнитопроводе в виде тора. Магнитопровод выполнен из конструкционной стали ст 3.

Результаты моделирования приведены на рис. 7, 8, 9.

Параметры моделирования:

Um=300.0 – амплитуда ЭДС источника, В;

f=50 – частота источника, Гц;

Ns=200 - количество магнитных слоев;

R=0.12 - сопротивление обмотки, Ом;

Nw=500 - число витков обмотки;

Rm=0.06 – радиус сердечника, м;

ρ=0.12е-6 – удельное сопротивление железа, Ом/м;

ls=1.8 - длина магнитных ветвей, м.

Из рис.7 видно, что с ростом номера слоя ток в слое существенно уменьшается, то есть явно выражен

поверхностный эффект. Ток в тридцатом слое меньше в *е* раз (2,72), чем ток в первом слое. Следовательно, глубина нахождения тридцатого слоя есть глубина проникновения электромагнитного поля в сердечник. То есть глубина проникновения равна 9 мм.



Рисунок 7. Токи в слоях сердечника в зависимости от времени: 1-первый слой; 10-десятый; 20-двадцатый; 30-тридцатый

Проведем серию расчетов, изменяя значение ЭДС источника. Построим график зависимости действующего значения тока обмотки от значения ЭДС источника. Пока сердечник не вошел в насыщение (U≤250 В) эта зависимость почти линейная. Отклонение от линейности менее 8%. Таким образом, катушку с ферромагнитным сердечником можно в расчетах считать линейным элементом пока сердечник не вошел в насыщение.



Рисунок 8. Зависимость от времени тока в обмотке

ISSN 1607-6761 (Print)

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» № 2 (2019)

ISSN 2521-6244 (Online)

(Розділ «Електротехніка»)



Рисунок 9. Зависимость магнитной индукции от времени в слоях сердечника: 1-первый слой; 10-десятый; 20-двадцатый; 30-тридцатый



Рисунок 10. Зависимость тока в обмотке от приложенного напряжения

Определим значение эквивалентной магнитной проницаемости сердечника, если считать магнитную проницаемость постоянной величиной. Индуктивность катушки определим, используя закон полного тока для катушки (1): $H \cdot \ell = N_w \cdot i$. Преобразуем это выражение:

$$\frac{\Phi}{\mu\mu_0 S} \cdot \ell = N_w \cdot i \tag{27}$$

Индуктивность катушки равна

$$L = N_w \Phi / i = N_w^2 S \mu \mu_0 / \ell .$$
⁽²⁸⁾

Амплитуда установившегося тока равна

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$
 (29)

Исходя из выражений (28), (29) можно получить эквивалентное значение относительной магнитной проницаемости стального сердечника:

$$\mu = \frac{\ell}{N_w^2 S \omega \mu_0} \sqrt{\frac{U_m^2}{I_m^2} - R^2}$$
(30)

Подставив в выражение (30) значения, получим $\mu = 60,5$. Это значение эквивалентной магнитной проницаемости сердечника можно использовать в расчетах, если считать катушку с ферромагнитным сердечником линейным элементом.

V. ВЫВОДЫ

Предложенная методика позволяет катушку с ферромагнитным сердечником из конструкционной стали считать линейным элементом в интервале приложенного напряжения U≤250 В. При этом напряженность электрического поля на поверхности сердечника не должна превышать 0,42 А/м, а магнитная индукция В≤1,5 Тл. Методика позволяет вычислять эквивалентную магнитную проницаемость сердечника, глубину проникновения поля, а также эквивалентную индуктивность катушки. В определенных по данной методике интервалах значений магнитной индукции при моделировании потерь в элементах конструкции трансформатора можно считать конструкционную сталь линейной средой, имеющей постоянное значение магнитной проницаемости, что существенно облегчает моделирование.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1]. Нейман Л.Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах / Л.Р. Нейман. –Л-М.: Госэнергоиздат, 1949. – 190 с.
- [2]. Романишин I. Розрахунок слабкого поверхневого ефекту в круглому феромагнітному провіднику / І. Романишин, Л. Синицький // Теоретична електротехніка.- 2004.– № 57.– С. 145-152.
- [3]. Буль О.Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Программа ANSYS. Учебное пособие. / О.Б. Буль. – М.: Академия, 2009. – 288 с.
- [4]. Андреева Е.Г. Конечно-элементный анализ стационарных магнитных полей с помощью программного пакета ANSYS. Учебное пособие / Е.Г. Андреева, Д.В. Колмогоров, С.П. Шамец. – Омск: ОмГТУ. – 2002. – 92 с.
- [5]. COMSOL Multiphysics (Femlab). [Электронный ресурс].–режимдоступа: http://matlab.exponenta.ru/femlab
- [6]. Яримбаш Д. С. Особливості розподілення магнітних потоків у режимі неробочогоходу силових трансформаторів [Текст] / Д. С. Яримбаш, С. Т. Яримбаш, Т.Є. Дівчук, І. М. Килимник // Електротехніка та електроенергетика– 2016. № 2. С. 5-12. DOI: 10.15588/1607-6761-2016-2-1.
- [7]. Подольцев А.Д. Численный расчет электриче-

ских токов, магнитного поля и электродинамических сил в силовом трансформаторе в аварийных режимах с использованием МАТ-LAB/SIMULINK и COMSOL [Текст] / А.Д. Подольцев, Л.Н. Конторович // Техническаяэлектродинамика – 2011. – No 6. – С. 3-10.

- [8]. Takehara J. Finite element analysis of inrush currents in tree-phase transformers / J. Takehara, M. Kitagawa, T.Nakata, N. Takahashi // IEEE Trans. Mag. – 1987. – v. 23. – P. 2647-2649.
- [9].Зирка С. Е. Принципы моделирования переходных процессов в трансформаторе с учетом топологии и свойств магнитопровода / С. Е. Зирка, Ю.И. Мороз, Е.Ю. Мороз, Г.А. Евдокунин, М.В. Дмитриев, Ц.М. Артури // Электротехника. – М.: Знак, 2013. – № 1. – С. 16-24.
- [10]. Шакиров М.А. Магнитоэлектрические схемы замещения катушек индуктивности и трансформаторов./ М.А. Шакиров // Электричество. 2003. №11. с. 34-45.
- [11]. Шакиров М.А. Анализ неравномерности распределения магнитных нагрузок и потерь в трансформаторах на основе магнитоэлектрических схем замещения. / М.А. Шакиров // Электричество. 2005. –№ 11. с. 15-27.

- [12]. Шакиров М.А. Расчет несимметричных режимов работы трансформаторов с учетом намагничивания стали // Электричество. 2006. № 6. С. 21-33.
- [13]. Тиховод С.М. Модификация магнитоэлектрических схем замещения электромагнитных устройств для анализа переходных процессов / С.М. Тиховод // Электричество . 2014. №2. С. 53-60. http://elibrary.ru/item.asp?id=21094678
- [14]. Тиховод С.М. Моделирование переходных процессов в трансформаторах на основе магнитоэлектрических схем замещения / С.М. Тиховод // Електротехніка та електроенергетика . 2014. №2. С. 59-68. DOI: 10.15588/1607-6761-2014-2-8.
- [15]. Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы / Л. О. Чуа, Пен-Мин. Лин; [пер. с англ.]. – М.: Энергия, 1980. – 640 с.
- [16]. К. Де Бур. Практическое руководство по сплайнам. Пер. с англ./ К. Де Бур. –М.: Радио и связь. 1985. –304 с.

Стаття надійшла до редакції 01.02.2019

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОВЕРХНЕВОГО ЕФЕКТУ В СТАЛІ НА ПРОМИСЛОВІЙ ЧАСТОТІ ЗА ДОПОМОГОЮ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ЗАСТУПНИХСХЕМ

ОСТРЕНКО М. В.	Ст. викл. Україна; е-п	Запорізького 1ail: ostrenkomo	національного ахут@gmail.com	технічного n;	університету,	Запоріжжя,
МИЩЕНКО К. А.	Аспірант Україна, е-п	Запорізького ail: Karina.log	національного vin@gmail.com	технічного	університету,	Запоріжжя,
ПАТАЛАХ Д. Г.	Аспірант Україна, е-п	Запорізького ail: Patalakh.d	національного mitro@gmail.cor	технічного n	університету,	Запоріжжя,
ТИХОВОД С. М.	д-р техн. електротех	наук, доцен ніки Запорізько	т, завідувач 5го національно	кафедри го технічног	теоретичної п 20 університету,	на загальної Запоріжжя,

Мета роботи. Розробити методику і комп'ютерну програму для розрахунку процесів проникнення електромагнітного поля промислової частоти в сталеве тіло при обліку нелінійності характеристики намагнічення стали.

Україна, e-mail: stikhovod@gmail.com

Методи дослідження. Для розрахунку електромагнітних полів у феромагнітному середовищі застосований метод магнітоелектричних схем заміщення. Особливістю методу є використання так званого "магнітного струму" - похідній магнітного потоку. Це дозволило ввести в схему "магнітні конденсатори", що помітно спростило рівняння стану, які складаються на основі законів Кирхгофа для електричних і магнітних кіл, закону електромагнітної індукції і закону повного струму. Методи числового інтегрування диференціальних рівнянь оформлені у вигляді додаткових рівнянь, які приєднуються до рівнянь стану. В результаті виходить система лінійних алгебраїчних рівнянь, яка на кожному кроці інтегрування має єдиний розв'язок. Крива намагнічення сталі апроксимована сплайнами, що дозволяє на кожному кроці інтегрування уточнювати змінні коефіцієнти системи рівнянь.

Отримані результати. Розроблена методика і алгоритм дозволили створити комп'ютерну програму для розрахунку динаміки проникнення електромагнітного поля в сталеве тіло. Розрахунки за цією програмою доз-

волили обчислювати глибину проникнення електромагнітного поля в сталеве тіло.

Запропонована методика дозволяє котушку з феромагнітним сердечником вважати лінійним елементом в інтервалах прикладеної напруги визначуваних в цій методиці, обчислювати еквівалентну магнітну проникність сердечника, а також індуктивність котушки.

Наукова новизна. Уперше застосований метод використання нелінійних магнітоелектричних схем заміщення для аналізу перехідних процесів проникнення електромагнітного поля в сталеве тіло, що дозволив скоротити час розрахунку більш ніж в два рази.

Практична цінність. На підставі досліджень визначені межі значень напруженості магнітного поля, в яких можна застосовувати лінійні методи аналізу. Це дозволяє застосовувати лінійні методи аналізу при моделюванні електромагнітних полів в елементах конструкції трансформаторів методом кінцевих елементів. Ключові слова: магнітні поля; магнітоелектричні схеми заміщення; магнітні конденсатори; сплайни.

STUDY OF THE SURFACE EFFECT IN STEEL AT THE INDUSTRIAL FREQUENCY BY MEANS OF MAGNETOELECTRIC EQUIVALENT CIRCUITS

OSTRENKO M. V.	Senior Lecturer of Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine, e- mail: ostrenkomaxym@gmail.com;
MISHENKO K. A.	Postgraduate student of Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine, , e-mail: Karina.logvin@gmail.com;
PATALAKH D. G.	Postgraduate student of Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia , Ukraine, e-mail: patalakh.dmytro@gmail.com;
TYKHOVOD S. M.	Doctor technical sciences, Associate professor, Chief of the department of the Theoretical and general electronics, Zaporizhzhia National Technical University, Ukraine, e-mail: stikhovod@gmail.com;

Purpose. To work out the methodology and computer program for calculation of processes of the commercial frequency electromagnetic field penetration into steel body taking into account non-linearity of magnetizing steel characteristics.

Research methods. The method of magnetoelectric equivalent circuits is used to calculate electromagnetic fields in a ferromagnetic medium. A feature of the method is the use of so-called "magnetic current" - the derivative of the magnetic flux. This made it possible to introduce "magnetic capacitors" into the circuit, which significantly simplified the equations of state, which are compiled on the basis of Kirchhoff's laws for electric and magnetic circuits, the law of electromagnetic induction, and the law of total current. Methods of numerical integration of differential equations are taken in the form of additional equations, which are attached to the state equations. The result is a system of linear algebraic equations, which at each step of integration has a unique solution. The magnetization curve of steel is approximated by splines, which allows to refine variable coefficients of the system of equations at each integration step..

The results. The developed methodology and algorithm allowed developing the computer program for calculating the dynamics of penetration of an electromagnetic field into a steel body. Calculations for this program allowed us to calculate the depth of penetration of the electromagnetic field into the steel body. The proposed method allows a coil with a ferromagnetic core to be considered as a linear element in the intervals of the applied voltage determined in this method, to calculate the equivalent magnetic permeability of the core, as well as the inductance of the coil.

Originality. For the first time, the method of using nonlinear magnetoelectric equivalent circuits was used to analyze the transient processes of penetration of an electromagnetic field into a steel body, which made it possible to reduce the calculation time by more than two.

Practical value. Based on the research, the limits of magnetic field strength values are determined, in which linear methods of analysis can be applied. This allows the use of linear analysis methods for modeling electromagnetic fields in the structural elements of transformers using the finite element

Keywords: magnetic field, equivalent magneto-electric circuits, magnetic capacitors, spline.

REFERENCES

- Nejman, L.R. (1949). Poverkhnostnyj effekt v ferromag-nitnykh telakh. Leninrad-Moscow. Gosenergoizdat, 190.
- [2]. Romanishin I. Sinitskij. (2004). Rozrakhunok slabkogo poverkhnevogo efektu v kruglomu feromagntnomu provdniku. Teoretichna elektrotekhnika, 57, 145-152.
- [3]. Bul O.B. (2009). Metody rascheta magnitnykh sistem elektricheskikh apparatov: Programma ANSYS. Uchebnoe posobie. Moscow, Akademiya, 288.
- [4]. Andreeva, E.G., Kolmogorov, D.V., Shamets, S.P. (2002). Konechno-elementnyj analiz sta-tsionarnykh magnitnykh polej s pomoschyu programmnogo paketa ansys. Uchebnoe posobie. Omsk, OMGTU, 92.
- [5]. COMSOL Multiphysics (Femlab), [elektronnyj re-

surs], rezhim dostupa: http://matlab.exponenta.ru/femlab

- [6]. Yarimbash, D. S., Yarimbash, S. T., Dvchuk, T., Kilimnik, M. (2016). Osoblivost rozpodlennya magntnikh potokv u rezhim nerobochogo khodu silovikh transformatorv. Electrical Engineering and Power Engineerin, 2, 5-12. (in Russian) doi: 10.15588/1607-6761-2016-2-1.
- [7]. Podoltsev, A.D., Kontorovich, L.N. (2011). Chislennyj Raschet elektricheskikh tokov, magnitnogo polya i elektrodinamicheskikh sil v silovom transformatore v avarijnykh rezhimakh s ispolzovaniem MAT-LAB/SIMULINK i COMSOL. Tekhnicheskaya elektrodinamika, 6, 3-10. (in Russian)
- [8]. Takehara J., Kitagawa M., Nakata T., Takahashi N. (1987). Finite element analysis of inrush currents in tree-phase transformers. IEEE trans. mag. v. 23, 2647-2649.
- [9]. Shakirov M.A. (2003). Magnitoelektricheskie skhemy zamescheniya katushek induktivnosti i transformatorov. Elektrichestvo, 11, 34-45. (in Russian)
- [10]. Shakirov M.A. (2005). Analiz neravnomernosti raspre-deleniya magnitnykh nagruzok i poter v transforma-torakh na osnove magnitoelektricheskikh skhem zamescheniya. Elektrichestvo, 11, 15-27. (in

Russian)

- [11]. Shakirov M.A. (2006). Raschet nesimmetrichnykh rezhimov raboty transformatorov s uchetom namagnichivaniya stali. Elektrichestvo, 6, 21-33. (in Russian)
- [12]. Tikhovod S.M. (2014). Modifikatsiya magnitoelektricheskikh skhem zamescheniya elektromagnitnykh ustrojstv dlya analiza perekhodnykh protsessov. Elektrichestvo, 2, 53-60. (in Russian)
- [13]. Tikhovod S.M. (2014). Modelirovanie perekhodnykh protsessov v transformatorakh na osnove magnitoelektricheskikh skhem zamescheniya. Electrical Engineering and Power Engineerin, 2, 59-68. (in Russian) DOI: 10.15588/1607-6761-2014-2-8
- [14]. Zirka S.E., Moroz Y.I., Moroz E.Y., Evdokunin G.A., Dmitriev M.V., Arturi C.M. (2013). Printsipy modelirovaniya perekhod-nykh protsessov v transformatore s uchetom topologii i svojstv magnitoprovoda. Elektrotekhnika, 1, 16-24. (in Russian)
- [15]. Chua L.O., Pen-Min. Lin (1985). Mashinnyj analiz elektronnykh skhem: algoritmy i vychislitelnye metody. [per. s angl.], Moscow, Energiya, 640.
- [16]. K. de Bur. (1985). Prakticheskoe rukovodstvo po splajnam. per. s angl. Moscow, Radio i svyaz, 304

УДК 621.314

РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ РЕАКТИВНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ

БАТЫГИН Ю.В.	<i>д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета, Харьков, Украина, е-mail: yu.v.batygin@gmail.com;</i>
СЕРИКОВ Г.С.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры автомобильной электроники Харьковского национального автомобильно-дорожного университета, Харьков, Украина, e-mail: georgy301212@gmail.com;
ШИНДЕРУК С.А.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета, Харьков, Украина, е- mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net;
СТРЕЛЬНИКОВА В.А.	аспирант, ассистент кафедры физики Харьковского национального автомобильно-дорожного университета, Харьков, Украина, e-mail: v.strelnikova91@gmail.com;
УСМОНОВ Э.Р.	студент автомобильного факультета Харьковского национального автомобильно-дорожного университета, Харьков, Украина, e-mail: emiraliusmonov@gmail.com;

Цель работы. Анализ электромагнитных процессов и теоретическое обоснование принципиальной возможности резонансного усиления реактивной мощности гармонических сигналов в схеме из двух реальных индуктивно связанных последовательных активно-реактивных контуров, где «входным» элементом является индуктивность вторичного контура.

Методы исследования. Исследование данной тематики было проведено наиболее обширно и полноценно, а именно: изучены все возможные источники теоретического обоснования данной работы; сопоставлены все факторы, рассмотренные в источниках; оценены практические факты явления резонанса на примере экспериментальной модели.

Полученные результаты. Предложена схема реализации преобразователя, где имеет место трансформация уже не только напряжения, а мощности гармонических токов и напряжений. Получено, что при соответствующем выборе параметров, предложенная схема резонансного преобразователя может рассматриваться как усилитель реактивной электрической мощности с максимально возможным коэффициентом усиления – $K_{max} = 0,5 \cdot ((\omega \cdot L_2) / R_2), \omega$ – резонансная частота, L_2 – «выходная» индуктивность, R_2 – активное сопротивление. Физически, максимум усиления мощности резонансным преобразователем обусловлен минимально возможной перекачкой энергии из вторичного контура в первичный контур с источником входного гармонического напряжения. Количественные оценки, выполненные для экспериментальной модели, подтвердили результаты качественного анализа и показали, что предложенная схема резонансного усилителя может обеспечить высокие показатели его действенности (например, усиление электрической мощности в ~ 38 раз!).

Научна новизна. Научная новизна настоящей работы состоит в обосновании принципиальной действенности резонансного усилителя реактивной электрической мощности, основанном на выводах обобщенного теоретического анализа электромагнитных процессов и численных оценках для одного из вариантов его экспериментальной реализации.

Практическая ценность. Проведенные теоретические исследования предложенной схемы резонансного усилителя электрической мощности представляют практический интерес для дальнейших экспериментальных исследований, а так же, например, для формулировки рекомендаций в разработках схемных элементов источников мощности для магнитно-импульсного притяжения заданных областей поверхности тонкостенных листовых металлов. Весьма перспективным в направлении проведенных исследований видится поиск условий наиболее эффективной действенности, экспериментальное изучение электромагнитных процессов в предложенной схеме резонансного усилителя реактивной мощности и разработке предложений по преобразованию реактивной в активную электрическую мощность.

Ключевые слова: резонанс; индуктивность; трансформатор Тесла; электрическая мощность; коэффициент трансформации

[©] Батыгин Ю.В., Сериков Г.С., Шиндерук С.А., Стрельникова В.А., Усмонов Э.Р., 2019 DOI 10.15588/1607-6761-2019-2-3

(Розділ «Електротехніка»)

І. ВВЕДЕНИЕ

Негативных проявлений резонанса описано достаточно много. В то же время данное явление может играть и позитивную роль. Здесь следует вспомнить о применении резонансных устройств в электротехнике. Так, авторами [1], [2] предложены силовые схемы резонансных преобразователей с подключением нескольких источников питания и нагрузок в системах комплексного электропитания. В работе [3] описаны варианты реализации резонансных стабилизаторов напряжения с однополярным возбуждением контура для космических аппаратов, обоснованы преимущества преобразователя с последовательным резонансным контуром и др. Конструктивно, все эти преобразователи могут быть различными, но их объединяет общий признак: действенность этих устройств основана на резонансе в электрических цепях.

Обобщение даже небольшого числа вышеприведенных примеров из различных сфер естествознания (в частности, это механика и электротехника) позволяет сделать вывод о широких возможностях резонансных явлений для создания новых технических систем любого назначения. В пользу такого заключения свидетельствует физический принцип подобия, позволяющий связать пространственные и временные характеристики процессов различной природы, отвлекаясь от их конкретного содержания [4], [5].

II. АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Не вдаваясь в критику преимуществ и недостатков возможных резонансных электротехнических устройств, среди них, без сомнения, можно выделить наиболее эффективное предложение с коэффициентом преобразования более чем в ~ 1000 раз, запатентованное еще в начале прошлого века и названное по имени его изобретателя «трансформатором Тесла» [6], [7]. Последний, принципиально состоит из двух индуктивно связанных резонансных контуров с отличительной особенностью. Вторичная обмотка разомкнута. Здесь имеет место распределенная емкость, величина которой обеспечивается геометрией и физическим состоянием внешнего окружения. Отсюда создание резонансных условий весьма проблематично, а выходной ток ничтожно мал. Имеет место усиление только напряжения, но не электрической мощности.

Вычислению характеристик трансформатора Тесла посвящены работы [8], [9]. Авторами получены аналитические выражения для возбуждаемых токов и напряжений, подтвержденные экспериментальными выводами самого Н. Тесла, даны оценки амплитуд выходного напряжения при вариации рабочих частот относительно резонансного значения и др.

Если трансформатор Тесла дополнить последовательным включением сосредоточенной емкости в цепь вторичной обмотки, то полученная схема из двух индуктивно связанных активно-реактивных контуров в режиме «резонанса напряжений» может представлять собой уже преобразователь с возможностями усиления не только по напряжению, но и по току. Процессы в схеме идеализированного варианта такого устройства проанализированы авторами авторитетного издания [10]. Было показано, что при достаточно малом активном сопротивлении во вторичном контуре возбуждаются не нулевые ток и напряжения. При этом ток первичного контура стремиться к нулю, хотя напряжение источника сохраняет конечную величину. Рассматривая коэффициент усиления, как отношение входной и выходной мощностей, можно утверждать, что в данной схеме, действительно, должно иметь место усиление электрической мощности [11], [12].

В работе [13] получены аналитические соотношения для основных характеристик электромагнитных процессов в предложенной системе из двух индуктивно связанных активно-реактивных контуров с реальными элементными компонентами. Данные соотношения являются базовыми для дальнейшего обоснования практической дееспособности предложенного усилителя реактивной электрической мощности.

III. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Анализ электромагнитных процессов и теоретическое обоснование принципиальной возможности резонансного усиления реактивной мощности гармонических сигналов в схеме из двух реальных индуктивно связанных последовательных активнореактивных контуров, где «выходным» элементом является индуктивность вторичного контура.

IV. ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для ясности в последующем изложении вынесем из работы [13] сему усилителя (рис. 1) и базовые аналитические зависимости (формулы (1)).



Первый – «входной» контур: E (t) – источник гармонического напряжения, C₁ – емкость, L_{1T} – индуктивность первичной обмотки трансформатора связи между контурами, R₁ – активное сопротивление; второй – «выходной» контур: L_{2T} – индуктивность вторичной обмотки трансформатора связи, C₂ – емкость, L₂ – индуктивность «выходного» элемента усилителя, R₂ – активное сопротивление.

Рисунок 1. Схема резонансного усилителя мощности

Выражения для токов – $I_{1,2}$, возбуждаемых в контурах усилителя,

$$\begin{cases} I_1 = E \cdot \frac{R_2}{\left(\left(\omega \cdot M_{12} \right)^2 \right) + R_1 \cdot R_2} \\ I_2 = -i \cdot \frac{E}{Z} \end{cases}; \quad (1)$$

где $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{1T} \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_{2T}) \cdot C_2}}$ – резонансная

частота,

$$M_{12} = k_{12} \cdot \sqrt{L_{1T} \cdot L_{2T}}$$
 – взаимоиндуктивность,

 $k_{1,2} \in [0, 1]$ – коэффициент уровня электромагнитной связи между обмотками трансформатора связи,

$$Z = \frac{(\omega \cdot M_{12})^2 + R_1 \cdot R_2}{\omega \cdot M_{12}}$$

Из (1) получаем следующие зависимости. Модуль отношения амплитуд токов,

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\left(\omega \cdot M_{12}\right)}{R_2}; \qquad (2)$$

Как следует из (2), при $\frac{(\omega \cdot M_{12})}{R_2} > 1$, должно

иметь место усиление тока.

Далее, вычислим мощность в первичной обмотке трансформатора связи.

$$Q_{L_{1T}} = \left| I_1^2 \cdot \omega \cdot L_{1T} \right| =$$

$$= \frac{E^2}{R_1} \cdot \left(\frac{\frac{R_1 \cdot R_2}{(\omega \cdot M_{12})^2}}{\left(1 + \frac{R_1 \cdot R_2}{(\omega \cdot M_{12})^2} \right)} \right)^2 \cdot \left(\frac{\omega \cdot L_{1T}}{R_1} \right); \quad (3)$$

«Выходная» мощность источника гармонического напряжения, являющаяся базовой характеристикой усилителя при оценке его эффективности,

$$P_{1} = \left| E \cdot I_{1} \right| = \frac{E^{2} \cdot R_{2}}{\left(\left(\omega \cdot M_{12} \right)^{2} + R_{1} \cdot R_{2} \right)};$$
(4)

«Выходная» мощность – мощность сигнала в «выходном» элементе – L_2 ,

$$Q_{L_{2}} = \left| I_{2}^{2} \cdot (\omega \cdot L_{2}) \right| = E^{2} \cdot \frac{(\omega \cdot M_{12})^{2} \cdot (\omega \cdot L_{2})}{((\omega \cdot M_{12})^{2} + R_{1} \cdot R_{2})};$$
(5)

С помощью выражений (3) – (5) определим характерные показатели действенности предложенного преобразователя реактивной мощности гармонических токов и напряжений.

Отношение «выходной» мощности второго к «выходной» мощности первого контура, как отношение мощности в индуктивности – L_2 к мощности в индуктивности – L_{1T} ,

$$\frac{Q_{L_2}}{Q_{L_{1T}}} = (k_{12} \cdot Q_2)^2;$$
(6)

где $Q_2 = \frac{\omega \cdot L_2}{R_2} = \frac{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}{R_2}$ – добротность второго конту-

pa.

Из выражения (6) следует, что при $k_{1,2} \cdot Q_2 > 1$ во втором контуре должно иметь место усиление мощности относительно ее величины на «входе» в контур. Варьировать соотношение указанных мощностей можно с помощью уровня электромагнитной связи между контурами (явление индукции) и добротности второго контура (явление резонанса).

Отношение «выходной» мощности усилителя к «выходной» мощности источника гармонического напряжения,

$$\frac{Q_{L_2}}{P_1} = \frac{(\omega \cdot M_{12})^2}{((\omega \cdot M_{12})^2 + R_1 \cdot R_2)} \cdot Q_2;$$
(7)

Из (7) следует, что интегральное усиление мощности определяется уровнем электромагнитной связи между контурами, индуктивностями трансформатора связи между ними, рассеянием энергии на активных сопротивлениях в них и добротностью «выходного» контура. Первые две характеристики обусловлены явлением электромагнитной индукции. Последняя – резонансными свойствами усилителя.

Прежде чем перейти к количественной интерпретации полученных характеристик процессов в резонансном усилителе обратимся к зависимостям для тока во втором контуре – I_2 .

Соответствующее выражение перепишем в виде, удобном для дальнейшего анализа.

$$I_2 = -i \cdot \frac{E}{Z}; \tag{8}$$

где
$$Z = \frac{(\omega \cdot M_{12})^2 + R_1 \cdot R_2}{\omega \cdot M_{12}};$$

Очевидно, что функциональная зависимость $Z = Z (\omega \cdot M_{12})$ должна иметь минимум, что определяет максимум тока I_2 как функции аргумента –

$(\omega \cdot M_{12}).$

Необходимое условие существования экстремума для $Z = Z (\omega \cdot M_{12})$ запишется в виде [14]:

$$\frac{dZ(\omega \cdot M_{12})}{d(\omega \cdot M_{12})} = \frac{(\omega \cdot M_{12})^2 - R_1 \cdot R_2}{(\omega \cdot M_{12})^2} = 0; \qquad (9)$$

Из выражения (9) следует, модуль эквивалентного сопротивления как функция аргумента – $(\omega \cdot M_{12})$, достигает минимума при $(\omega \cdot M_{12})_{\min} = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$. А собственно минимум сопротивления – $Z_{\min} = 2\sqrt{R_1 \cdot R_2}$.

В терминах параметров схемы резонансного усилителя мощности условие реализации минимальной величины эквивалентного сопротивления – Z имеет вид:

$$\omega \cdot k_{12} \cdot \sqrt{L_{1T} \cdot L_{2T}} = \sqrt{R_1 \cdot R_2} ; \qquad (10)$$

Из выражения (10) следует оценка значения коэффициента электромагнитной связи – k₁₂, обеспечивающего максимум вторичного тока:

$$k_{12_{\text{max}}} = \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2}{\left(\omega \cdot L_{1T}\right) \cdot \left(\omega \cdot L_{2T}\right)}}; \qquad (11)$$

Физически, найденный минимум эквивалентного сопротивления, связывающего вторичный ток с напряжением источника мощности и, очевидно, максимум усиления мощности резонансным преобразователем, можно объяснить минимально возможной перекачкой энергии из вторичного контура в первичный. Причем данное положение вещей обусловлено уровнем электромагнитной связи между контурами согласно формуле (11).

$$\begin{cases}
I_{1m} = \frac{E}{2R_{1}}; \\
U_{L_{1T}m} = E \cdot \frac{Q_{1}}{2}; \\
P_{1m} = \frac{E^{2}}{2R_{1}}; \\
I_{2m} = \frac{E}{2\sqrt{R_{1} \cdot R_{2}}}; \\
U_{L_{2}m} = E \cdot \frac{(\omega \cdot L_{2})}{2\sqrt{R_{1} \cdot R_{2}}}; \\
Q_{2m} = \frac{E^{2}}{R_{1}} \cdot \frac{Q_{2}}{4};
\end{cases}$$
(12)

где
$$Q_1 = \frac{(\omega \cdot L_{1T})}{R_1}$$
 – добротность первого контура.

С учетом полученных соотношений переписаны основные зависимости для характеристик протекающих процессов в режиме максимума тока и мощности в «выходном» элементе резонансного усилителя мощности и дополнены выражениями для напряжений (формула (12)).

Теперь, модуль отношения токов в контурах:

$$\frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}};$$
 (13)

Из (13) следует, что отношение токов обратно пропорционально корню квадратному из отношения активных сопротивлений в контурах, то есть, определяется уровнем рассеяния энергии.

Далее, отношение выходной и входной мощности – максимальный коэффициент преобразования мощности в предлагаемом резонансном усилителе:

$$K_{\max} = \frac{Q_{2m}}{P_1} = \frac{Q_2}{2}; \qquad (14)$$

Из (14) следует, что максимальный коэффициент усиления достигается исключительно за счет резонансного возбуждения системы схемы усилителя; полученный результат полностью согласуется с качественным выводом Н. Тесла [6].

Анализ, результаты, численные оценки.

Результаты анализа зависимостей (12) – (14), описывающих электромагнитные процессы в режиме максимума возможной эффективности преобразования электрической энергии, представлены в нижеследующих обобщающих положениях.

Полученные результаты представляют собой количественные показатели действенности резонансного усилителя мощности из двух индуктивно связанных последовательных RLC – контуров.

В отличие от трансформатора Тесла, в предложенной схеме преобразователя имеет место трансформация уже не только напряжения, а мощности гармонических токов и напряжений.

Связь между резонансным током и напряжением источника мощности имеет индуктивный характер и эквивалентное сопротивление связи можно интерпретировать как эквивалентную индуктивность всей системы в целом.

При соответствующем выборе параметров предложенная схема резонансного преобразователя может рассматриваться как усилитель реактивной электрической мощности с максимально возможным коэффициентом усиления:

$$K_{\max} = 0.5 \cdot \left(\frac{\omega \cdot L_2}{R_2}\right) = 0.5 \cdot \left(\frac{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}{R_2}\right)$$

где ω – резонансная частота, L_2 – «выходная» индуктивность, R_2 – активное сопротивление, C_2 – емкость вторичного контура.

Физически, максимум усиления мощности резонансным преобразователем обусловлен минимально возможной перекачкой энергии из вторичного выходного контура в первичный контур с источником входного гармонического напряжения.

Для количественной иллюстрации полученных результатов выполним численные оценки в рамках конкретного примера расчета для экспериментальной модели усилителя электрической мощности.

Пример расчета.

Вычисления проведем для экспериментальной модели резонансного преобразователя мощности, схема замещения которого представлена на рис. 1, в режиме максимума эффективности.

Исходные данные.

1. Источник гармонического напряжения:

1.1. амплитуда – *E_m* = 1,0 В

1.2. рабочая частота $-f = 25 \ \kappa \Gamma \mu$

2. Первичный контур:

2.1. резонансная частота $-f = 25 \ \kappa \Gamma \mu$

2.2. индуктивность (первичная обмотка трансформатора связи) – $L_{IT} \approx 14,8$ мкГн

2.3. конденсатор емкостью – $C_1 = 2,763$ мкФ

2.4. суммарное активное сопротивление источника мощности, соединительных проводов и первичной обмотки трансформатора связи – $R_I = 0,1$ Ом

3. Вторичный контур:

3.1. резонансная частота $-f = 25 \ \kappa \Gamma \mu$

3.2. индуктивность вторичной обмотки трансформатора связи – $L_{2T} \approx 14.8$ мкГн

3.3. индуктивность соленоида (выходного элемента преобразователя) – $L_2 \approx 169,2$ мкГн

3.4. конденсатор емкостью – $C_2 = 0,22$ мкФ

3.5. активное сопротивление соединительных проводов, вторичной обмотки трансформатора связи и «выходной» катушки индуктивности – $R_2 = 0,35$ Ом

Вычисления.

1. Коэффициент электромагнитной связи между обмотками – $k_0 \approx 0.08$

2. Первичный контур:

2.1. возбуждаемый ток – $I_l = 5,0$ А

2.2. напряжение на первичной обмотке транс-

форматора связи между обмотками – U_{IT} = 11,58 В

2.3. мощность от источника – $P_1 = I_1 \cdot E_m = 5,0$ Вт

3. Вторичный контур:

3.1. Эквивалентное индуктивное сопротивление – Z = 0,374 Om

3.2. возбуждаемый ток – $I_2 = 2,67$ А

3.3. напряжение на вторичной обмотке трансформатора связи между обмотками («входное» напряжение вторичного контура) – $U_{2T} = 6,19$ В

3.4. «выходное» напряжение на соленоиде – $U_{L2} \approx 70.8 \text{ B}$

3.5. «выходная» мощность – $Q_{L2} = I_2 \cdot U_{L2} =$ = 189,2 Вт

4. Интегральные параметры:

4.1. отношение возбуждаемых вторичного и пер-

вичного токов (усиление по току) – $\frac{I_2}{I_1} \approx 0,534$

4.2. отношение «выходного» напряжения и напряжения источника – $\frac{U_{L2}}{2} \approx 70,8$

$$E_m$$

4.3. отношение «выходной» мощности усилителя и «выходной» мощности от источника напряжения – коэффициент усиления мощности –

$$K_{\max} = \frac{Q_{L2}}{P_1} \approx 37,84$$

4.4. отношение «выходной» мощности преобразователя и «выходной» мощности первого контура –

$$\frac{Q_{L2}}{P_{L1T}} \approx 3.3$$

Проведенные вычисления подтвердили выводы качественного анализа и показали, что предложенная схема из двух активно-реактивных контуров в режиме «резонанса напряжений» может обеспечить высокие показатели преобразования не только напряжения, но и тока в «выходном» элементе вторичного контура.

Рассчитанная модель усилителя реактивной электрической мощности была успешно апробирована практически. Как показали эксперименты в предложенной схеме возможно усиление с коэффициентом $K \approx 33$, что подтверждает достоверность соответствующего результата вычислений (расхождения ~ 14%) [15].

В заключение следует добавить, что настоящее предложение найдет практическое применение в качестве одного из схемных элементов источника мощности для магнитно-импульсного восстановления кузовных покрытий транспортных средств (МИУС-2) [16], и соответствующий способ резонансного повышения напряжения уже защищен патентом Украины [17].

V. ВЫВОДЫ

Проведен анализ протекающих процессов, на основании которого теоретически обоснована принципиальная возможность эффективного резонансного усиления реактивной мощности гармонических сигналов в схеме из двух реальных индуктивно связанных последовательных активно-реактивных контуров, где «выходным» элементом является индуктивность вторичного контура.

Показано, что максимально возможный коэффициент усиления электрической мощности составляет

$$K_{\text{max}} = \frac{Q_2}{2}$$
, где $Q_2 = \frac{\omega \cdot L_2}{R_2} = \frac{\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}}{R_2} - добротность, а$

– резонансная частота, L_2 – «выходная» индуктивность, R_2 – активное сопротивление, C_2 – емкость «выходного» контура схемы усилителя.

Количественные оценки, выполненные для экспериментальной модели, подтвердили результаты качественного анализа и показали, что предложенная схема резонансного усилителя может обеспечить высокие показатели его действенности (например, усиление электрической мощности в ~ 38 раз!)

Дальнейшие перспективы – экспериментальные исследования для обоснования практической дееспособности предложенного резонансного усилителя реактивной электрической мощности.

Работа проводилась кафедрой физики ХНАДУ в рамках Научного исследования: «Энергосберегающие малозатратные технологии питания и ремонта транспортных средств» 08-53-19, финансируемого Министерством образования и науки Украины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Павлов, Г. В. Резонансные преобразователи в энергоэффективных электротехнических системах [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов. // Энергосбережение, энергетика, энергоаудит. – Харьков, 2014. – №9. – С. 13-23.
- [2] Agheb, E. A. On the Optimum Design of Air-Cored Tesla Transformers [Teκcr] / E. Agheb, A. Hayati Soloot, K. Niayesh, E. Hashemi, J. Jadidian // Acta Physica Polonica. – 2009. – №115. – C. 1152-1154.
- [3] Осипов, А. В. Резонансные преобразователи энергии солнечной батареи [Текст] / А. В. Осипов, Ю. А. Шиняков, М. М. Черная, А. А. Ткаченко // «Федеральное государственное бюджетное учреждение высшего образования»: Решетневские чтения. Т.1. – 2015. – №19. – С. 290-292.
- [4] Benenson, W. Handbook of Physics [Teκct] / W. Benenson, J. W. Harris, H. Stoker, H. Lutz. – New York.: Springer, 2002. – 1186 c.
- [5] Denicolai, M. Tesla transformer for experimentation

and research [Текст]: дис. канд. техн. наук / Denicolai M. – Helsinki university of Technology, 2001. – 96 с.

- [6] Tesla, N. My inventions and other writings [Teκcτ] / N. Tesla. – Penguin, 2011. – 144 c.
- [7] Gerekos, Ch. The Tesla Coil [Текст]: дис. канд. техн. наук / Gerecos Ch. – Université Libre de Bruxelles, Brussels, 2012. – 77 с.
- [8] Батыгин, Ю. В. Резонанс во вторичном контуре трансформатора Тесла при возбуждении гармоническим напряжением [Текст] / Ю. В. Батыгин, Е. А. Чаплыгин, С. А. Шиндерук, О. С. Сабокарь // Вісник НТУ "ХПІ". Математичне моделювання в техніці та технологіях. – Харьков, 2017. – № 30. – С. 25-31.
- [9] Batygin, Yu. V. The quantitative indices of the induction effects and the resonance phenomena in the Tesla transformer [Teкст] / Yu. V. Batygin, S. A. Shinderuk, G. S. Serikov // «Danish Scientific Journal». – 2018. – № 11-1. – С. 72-79.
- [10] Демирчян, К. С. Теоретические основы электротехники [Текст] / К. С. Демирчан, Л. Р. Нейман, Н. В. Коровкин, В. Л. Чечурин. Изд. 4-е. Том 1. СПб. : «Питер», 2003. 463 с. : ил.
- [11] Tilbury, M. The Ultimate Tesla Coil Design and Construction Guide [Tekct] / M. Tilbury. – McGraw-Hill, 2008. – 442 c.
- [12] Атабеков, Г. И. Основы теории цепей [Текст] / Г. И. Атабеков. Л: Энергия, 2006. 220 с.
- [13]Батыгин, Ю. В. Резонансный усилитель электрической мощности. Основные расчётные соотношения [Текст] / Ю. В. Батыгин, Г. С. Сериков, С. А. Шиндерук // Вісн. НТУ «ХПІ». Сер.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика : зб. наук. пр. / Нац. техн. ун-т «Харків. Політехн. Ін.-т». Харьков, 2018. № 32. С. 59-63.
- [14]Korn, G. A. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: definitions, theorems, and formulas, for reference and review [Tekct] / G. A. Korn, T. M. Korn. – Mineola, N.Y.: Dover Publications, 2000, 1130 c.
- [15]Батыгин, Ю. В. Резонансный усилитель электрической мощности. Экспериментальные исследования [Текст] / Ю. В. Батыгин, Г. С. Сериков, С. А. Шиндерук // Перспективні технології та прилади: зб. наук. пр. / Луцький нац. техн. унт-т. – Луцьк, 2018. – № 13. – С. 18-24.
- [16]Batygin, Yu. V. Electromagnetic metal forming for advanced processing technologies [Tekct] / Yu. V. Batygin, M. V. Barbashova, O. S. Sabokar. – New

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» № 2 (2019)

ISSN 1607-6761 (Print) ISSN 2521-6244 (Online)

(Розділ «Електротехніка»)

York.: Springer, 2018. – 99 c.

[17]Пат. 133471 України, Н 03 Н 7/00. Спосіб генерування високих амплітуд змінної синусоїдальної напруги в резонансному режимі / Батигін Ю. В., Сабокар О. С., Сєріков Г. С., Шиндерук С. О.; заявник та патентовласник Харківський нац. автом. – дорожн. ун – т. – № и 2018 10651; заявл. 29.10.2018; опубл. 10.04.19, Бюл. №7.

Стаття надійшла до редакції 23.04.2019

РЕЗОНАНСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ РЕАКТИВНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПОТУЖНОСТІ. АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ

БАТИГІН Ю.В.	д-р техн. наук, професор, завідуючий кафедри фізики Харківського національного автомобільно-дорожнього університету, Харків, Україна, e-mail: yu.v.batygin@gmail.com;
СЄРІКОВ Г.С.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри автомобільної електроніки Харківського національного автомобільно-дорожнього університету, Харків, Україна, e-mail: georgy301212@gmail.com;
ШИНДЕРУК С.О.	канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри фізики Харківського національного автомобільно-дорожнього університету, Харків, Україна, e-mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net;
СТРЕЛЬНІКОВА В.А.	аспірант, асистент кафедри фізики Харківського національного автомобільно- дорожнього університету, Харків, Україна, e-mail: v.strelnikova91@gmail.com;
УСМОНОВ Е.Р.	студент автомобільного факультету Харківського національного автомобільно-дорожнього університету, Харків, Україна, e-mail: emiraliusmonov@gmail.com;

Мета роботи. Аналіз електромагнітних процесів і теоретичне обґрунтування принципової можливості резонансного підсилення реактивної електричної потужності гармонічних сигналів в схемі із двох реально індуктивно пов'язаних послідовних активно-реактивних контурів, де «вихідним» елементом є індуктивність вторинного контуру.

Методи дослідження. Дослідження даної тематики було проведено найбільш широко та повноцінно, а саме: вивчені всі можливі джерела теоретичного обґрунтування даної роботи; співставленні всі фактори, що розглянуті у джерелах; оцінені практичні факти явища резонансу на прикладі експериментальної моделі.

Отримані результати. Запропоновано схему реалізації перетворювача, де має місце трансформація вже не тільки напруги, а й потужності гармонічних струмів і напруг. Отримано, що за відповідного вибору параметрів, запропонована схема резонансного перетворювача може розглядатися у якості підсилювача реактивної електричної потужності із максимально можливим коефіцієнтом підсилення – $K_{max} = 0,5 \cdot ((\omega \cdot L_2) / R_2), \omega$ – резонансна частота, L_2 – «вихідна» індуктивність, R_2 – активний опір. З огляду на фізику процесу, максимум підсилення потужності резонансним перетворювачем обумовлений мінімально можливою перекачкою енергії із вторинного контуру до первинного із джерелом вхідної гармонічної напруги. Кількісні оцінки, виконані для експериментальної моделі, підтвердили результати якісного аналізу й показали, що запропонована схема резонансного підсилювача може забезпечити високі показники його дієвості (наприклад, підсилення електричної потужності у ~ 38 разів!).

Наукова новизна. Наукова новизна цієї роботи полягає в обґрунтуванні принципової дієвості резонансного підсилювача реактивної електричної потужності, що базується на висновках загального теоретичного аналізу електромагнітних процесів та кількісних оцінок для одного із варіантів його експериментальної реалізації.

Практична цінність. Проведені теоретичні дослідження запропонованої схеми резонансного підсилювача електричної потужності представляють практичний інтерес для подальших експериментальних досліджень, а також, наприклад, для формулювання рекомендацій в розробках схемних елементів джерел потужності для магнітно-імпульсного притягання заданих областей поверхні тонкостінних листових металів. Вельми перспективним в напрямку проведених досліджень бачиться пошук умов найбільш ефективної дієвості, експериментальне вивчення електромагнітних процесів в запропонованій схемі резонансного підсилювача реактивної потужності і розробці пропозицій щодо перетворення реактивної в активну електричну потужність.

Ключові слова: резонанс; індуктивність; трансформатор Тесла; електрична потужність; коефіцієнт трансформації

RESONANT REACTIVE POWER AMPLIFIER. ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES

- BATYGIN YU.V. Sci.D, Professor, Chief of the physics chair of Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine, e-mail: yu.v.batygin@gmail.com;
- SERIKOV G.S. Ph.D, Associate professor, Associate professor of the automobile electronics chair of Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine e-mail: georgy301212@gmail.com;
- SHINDERUK S.O. Ph.D, Associate professor, Associate professor of the physics chair of Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine e-mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net;
- STRELNIKOVA V.A. P.G, Assistance tutor of the physics chair of Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine e-mail: v.strelnikova91@gmail.com;
- USMONOV E.R. Student of the automobile school of Kharkiv National Automobile and Highway University, Kharkiv, Ukraine e-mail: emiraliusmonov@gmail.com;

Purpose. Analysis of electromagnetic processes and the theoretical substantiation of the fundamental possibility of the reactive power resonant amplification of harmonic signals in a circuit of two real inductively coupled sequential active-reactive circuits, where the "input" element is the secondary circuit

Methodology. The study of this topic was carried out most extensively and fully, namely: studied all possible sources of theoretical substantiation of this work; all factors considered in sources are compared; practical facts of the resonance phenomenon are estimated by the example of an experimental model.

Findings. The implementation scheme of the converter is proposed, where there is not only the voltage transformation, but the power of harmonic currents and voltages. It was found that with an appropriate choice of parameters, the proposed resonant converter circuit can be considered as a reactive electric power amplifier with the highest possible gain— $K_{max} = 0.5 \cdot ((\omega L_2) / R_2)$, ω is the resonant frequency, L_2 is the "output" inductance, R_2 is the active resistance. Physically, the maximum power gain by a resonant transducer is due to the minimum possible transfer of energy from the secondary circuit to the primary one with an input harmonic voltage source. The quantitative estimates made for the experimental model confirmed the results of the qualitative analysis and showed that the proposed resonant amplifier circuit can provide high indicators of its effectiveness (for example, an increase in electrical power of ~ 38 times!).

Originality. The scientific novelty of this work consists in substantiating the principle efficiency of a resonant amplifier of reactive electrical power, based on the findings of a generalized theoretical analysis of electromagnetic processes and numerical estimates for one of its experimental implementation options.

Practical value. The theoretical studies carried out on the proposed scheme of a resonant electric power amplifier are of practical interest for further experimental studies, as well as, for example, for formulating recommendations in the development of circuit elements of power sources for magnetic-pulsed attraction of specified surface areas of thinwalled sheet metals. The search for the conditions for the most effective efficiency, the experimental study of electromagnetic processes in the proposed scheme of a resonant reactive power amplifier and the development of proposals for the conversion of reactive into active electrical power seem very promising in the direction of the research.

Keywords: resonance; inductance; Tesla transformer; electric power; transformation coefficient

REFERENCES

- Pavlov, H. V., Obrubov, A. V. (2014). Rezonansnye preobrazovateli v energoeffektivnykh elektrotekhnicheskikh sistemakh [Resonant amplifiers in energy efficient electrical engineering systems]. Energosberezhenie, energetika, energoaudit. Sp. is. 1, 9 (128), 13–23
- [2] Agheb, E., Hayati Soloot, A., Niayesh, K., Hashemi,

E. & Jadidian, J. (2009). On the Optimum Design of Air-Cored Tesla Transformers. Acta Physica Polonica. 115 (6), 1152–1154.

[3] Osipov, A. V., Shyniakov, Yu. A., Chernaya, Yu. A.
 & Tkachenko, A. A. (2015). Rezonansnye preobrazovateli energii solnechnoy batarei [Resonant energy transformers in solar battery] «Federal'noe gosudarstvennoe byudzhetnoe uchrezhdenie vysshego

obrazovaniya» Publ. Reshetnevskie chteniya. 1, 19, 290-292

- [4] Benenson, W., Harris, J. W., Stoker, H., & Lutz H. (2002). Handbook of Physics. New York: Springer Publ.
- [5] Denicolai, M. (2001). Tesla transformer for experimentation and research. Helsinki university of Technology.
- [6] Tesla, N. (2011). My inventions and other writings. Penguin.
- [7] Gerekos, Ch. (2012) The Tesla Coil. Brussels: Université Libre de Bruxelles
- [8] Batygin, Yu. V., Chaplygin, Ye. A., Shinderuk, S. A. & Sabokar, O. S. (2017) Rezonans vo vtorichnom konture transformatora Tesla pri vozbuzhdenii garmonicheskim napryazheniem [Resonance in the secondary circuit of Tesla transformer excited by harmonic voltage]. Visnik NTU "KhPI". Matematichne modelyuvannya v tekhnitsi ta tekhnologiyakh. 30(1252), 25–31.
- [9] Batygin, Yu. V., Shinderuk, S. A., Serikov, G. S. (2018). The quantitative indices of the induction effects and the resonance phenomena in the Tesla transformer. «Danish Scientific Journal», 11–1, 72– 79
- [10] Demirchyan, K. S., Neyman, L. R., Korovkin, N. V. & Chechurin, V. L. (2003). Teoreticheskie osnovy elektrotekhniki 4th ed., 1, Spb.: «Piter».
- [11] Tilbury, M. (2008). The Ultimate Tesla Coil Design

and Construction Guide, McGraw-Hill

- [12] Atabekov, G. I. (2006). Osnovy teorii tsepei. L: Energiia.
- [13]Batygin, Yu. V., Serikov, G. S., Sinderuk, S. A. (2018). Rezonansnyy usilitel' elektricheskoy moshchnosti. Osnovnye raschetnye sootnosheniya [Rasonant amplifier. The main calculation relations]. Visnik Natsional'nogo tekhnichnogo universitetu «KhPI». Seriya: Problemi udoskonalennya elektrichnikh mashin i aparativ. Teoriya i praktika.: zb.nauk. pr. 32(1308), 59–63
- [14]Korn, G. A., Korn, T. M. (2000). Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: definitions, theorems, and formulas, for reference and review. Mineola, N.Y.: Dover Publications.
- [15]Batygin, Yu. V., Serikov, G. S., Sinderuk, S. A. (2018). Rezonansnyy usilitel' elektricheskoy moshchnosti. Eksperimental'nye issledovaniya [Resonant amplifier. Experimental research]. Luts'k: LNTU. Zb.naukovikh prats': Perspektivni tekhnologiï ta priladi, 13, 18–24
- [16]Batygin, Yu. V., Barbashova, M. V., Sabokar O. S. (2018) Electromagnetic metal forming for advanced processing technologies. New York: Springer Publ.
- [17]Batygin, Yu. V., e.a. Sposib generuvannja vysokyh amplitud zminnoi' synusoi'dal'noi' naprugy v rezonansnomu rezhymi [Method for generating high amplitudes of sinusoidal voltage variable in resonance mode]. Patent Ua, no. 133471, 2019.

(Розділ «Електроенергетика»)

УДК 621.311

ОЦІНЮВАННЯ РІВНЯ ПРИПУСТИМОГО РИЗИКУ ВИНИКНЕННЯ АВАРІЙНОЇ СИТУАЦІЇ В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІЙ СИСТЕМІ ЗА ДОПОМОГОЮ НЕЧІТКИХ МОДЕЛЕЙ

КОСТЕРЄВ М.В. д-р. техн. наук, професор, професор кафедри відновлювальних джерел енергії Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут» ім. І. Сікорського, Київ, Україна, e-mail: nicolkost@gmail.com;

ЛІТВІНОВ В.В. канд. техн. наук, начальник виробничо-технічного відділу Дніпровської ГЕС ПрАТ «Укргідроенерго», Запоріжжя, Україна, е-mail: v.v.litvinov1985@ukr.net;

Мета роботи. Розроблення моделі для оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в енергосистемі в умовах нечіткості вихідних даних, різнорідності критеріїв оцінювання ризику, відсутності аналітичних зв'язків між ними та суб'єктивності експертних знань осіб, що приймають рішення.

Методи дослідження. Для вирішення поставленої задачі використано методи та моделі нечіткої логіки, які дають задовільний аналітичний результат в умовах невизначеності вхідної інформації та відсутності аналітичних зв'язків між окремими параметрами та характеристиками об'єкту. Запропоновані нечіткі моделі побудовані з використанням алгоритму нечіткого виводу Мамдані.

Отримані результати. Отримуваний за розробленою нечіткою моделлю результат дає можливість достовірно оцінювати припустимий рівень ризику виникнення аварійної ситуації в енергосистемі. На підставі отриманої величини ризику можливо прийняти обґрунтовані рішення щодо доцільності (або недоцільності) застосування заходів по зниженню цієї величини ризику. Це дає можливість організації превентивного управління ризиком виникнення аварійної ситуації в енергосистемі та застосування ефективних заходів для його зниження.

Наукова новизна. В статті розроблено нечітку модель оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в електроенергетичній системі, яка враховує такі критерії як мінімально можливий рівень ризику, вплив метеорологічних умов та помилки оперативного та експлуатаційного персоналу енергосистем. При цьому є можливість врахувати основні чинники, що впливають на надійність функціонування енергосистеми, для оцінювання рівня ризику виникнення аварійної ситуації.

Практична цінність. Розроблені в статті нечіткі моделі дають можливість проводити експрес оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в умовах обмеженості вихідних даних та критеріїв оцінювання, проводити порівняльний аналіз отриманого результату з величиною фактичного ризику виникнення аварії в режимі «он-лайн» та приймати рішення щодо доцільності його зниження.

Ключові слова: припустимий ризик; нечітка модель; аварійна ситуація; електроенергетична система; експертна оцінка.

I. ВСТУП

Електроенергетична система (ЕЕС) України останнім часом працює у важких об'єктивно існуючих умовах, які спричинені наступними факторами [1]:

70-75 % електрообладнання повністю відпрацювало свій ресурс;

повільні темпи модернізації та заміни застарілого обладнання;

використання існуючого обладнання до напрацювання на відмову;

зниження маневровості генеруючих потужностей енергосистеми через зупинення енергоблоків теплових електростанцій внаслідок проблем з постачанням палива;

зростання кількості розподілених джерел енергії (СЕС, ВЕС) невеликої потужності, які ускладнюють

© Костерєв М.В., Літвінов В.В., 2019 DOI 10.15588/1607-6761-2019-2-4 ведення режиму енергосистеми.

Управління ЕЕС України в таких умовах представляє собою дуже складну задачу, пошук оптимальних управлінських рішень якої полягає у сфері оцінювання ризиків [1]. Світова практика доводить ефективність ризик-орієнтованого управління в екстремальних умовах, але тільки за правильного обрання методів оцінювання ризику та проведення достовірного порівняльного аналізу отриманої величини ризику з певною припустимою (критичною) величиною. Визначення цієї припустимої величини ризику також являє собою складну задачу, вирішення якої лежить в сфері невизначеностей через велику кількість чинників від яких ця величина залежить.

Поняття рівня припустимого ризику (acceptable risk level) широко використовується в різних сферах людської діяльності – науково-технічній, медичній, соціологічній, економічній та ін. Узагальнюючи це поняття, його можна визначити як певний компроміс

між бажаним найменшим рівнем небезпеки та техніко-економічними можливостями його реалізації [2] та застосувати в задачі оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в ЕЕС.

II.АНАЛІЗ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

В роботах [1], [3], [4] запропоновані та обґрунтовані методи та моделі оцінювання ризику виникнення аварійної ситуації в ЕЕС та її підсистемах, при цьому питання порівняльного аналізу отриманої величини з припустимим значенням зазвичай віддається на суб'єктивну точку зору експерта та є недостатньо розробленим.

В матеріалах багатьох досліджень та нормативних документів з визначення надійності різноманітних систем рівень припустимого ризику задається як детермінована величина, визначена за результатами спостережень, статистичних даних та думки фахівців [2]. Методики її визначення, зазвичай, не наводяться. Так, наприклад, в [5] розглянуто припустимий ризик негативного впливу хімічних канцерогенів у повітрі на здоров'я людини. Його визначено як середнє значення статистичної залежності ризику захворювання від імовірності його виникнення (для p=0,5);

В роботі [6] розглянуто припустимий ризик сходження лавини в гірських районах Ісландії та визначено три класи ризику (високий, середній та низький) та не рекомендоване проживання людей у зоні високого ризику. Також в [6] розглянуто методику визначення ризику виникнення зсуву. Прийнятний рівень ризику визначено шляхом порівняння інших критеріїв ризику (наприклад, ризику пошкодження гребель, залізничних шляхів тощо) в залежності від частоти подій та відносної кількості випадків.

Згідно до [7] у системі охорони здоров'я робітників Об'єднаного Королівства прийняті наступні рівні припустимості ризику: 0,001 – прийнятний ризик для категорії працівників за більшу частину робочого часу; 0,0001 – максимально прийнятний ризик для працівників, задіяних на неядерному виробництві; 0,00001 - максимально прийнятний ризик для працівників атомних станцій; 0,000001 – рівень прийнятного ризику за якого не потрібно робити ніяких покращень системи безпеки.

Графічною інтерпретацією ризику відмови окремого елементу множини N (індивідуального ризику) є карта ризику. За віссю абсцис на ній відкладається величина збитку, а за віссю ординат – імовірність відмови елементу. Перетин цих значень визначає величину локального ризику виникнення аварійної ситуації. Карта ризику поділена на три зони, які визначають рівні ризику. Таким чином, заходи, що необхідно застосувати для розглядуваного елементу визначаються розташуванням точки ризику на карті, а саме:

зона I – вживання заходів не потрібно;

зона II – потрібний ремонт або сервісне обслуговування обладнання; зона III – потрібна заміна обладнання.

Запропонована карта є зручним практичним засобом для здійснення ризик-орієнтованого управління енергетичною системою, але її недоліком є те, що авторами [8] не представлені підходи для визначення меж між зазначеними трьома зонами.

В статті [9] приведені індекси рівня та критерії критичності по імовірності та тяжкості наслідків відмови. Критерії відмов є наступними: катастрофічна відмова, що спричиняє людські жертви та суттєві збитки, критична відмова, що загрожує життю людей та завдає суттєвих збитків, некритична відмова, що не загрожує життю людей та не завдає суттєвих збитків та відмова наслідками якої можна знехтувати через їхню несуттєвість. Категорії (критичності) відмов є наступними: А – кількісний аналіз ризику є обов'язковим та вимагаються особливі міри забезпечення безпеки, В - кількісний аналіз ризику є бажаним та вимагаються певні міри безпеки, С – кількісний аналіз ризику є рекомендованим і вимагаються деякі міри безпеки, D – аналіз та прийняття мір безпеки не потрібно. Запропонований підхід до класифікації технічних ризиків є подібним до карти ризику, представленої в [8], але так само необґрунтованими залишаються представлені діапазони частоти та наслідків відмов.

В той же час, в [2] прийнятний (припустимий) ризик визначається як нелінійна функція наступних складових:

$$R_A = f(T(S), R(S), S(T, R)), \tag{1}$$

де R_A – припустимий ризик, T – технічно досяжний результат, R – ресурсно-економічні можливості з його реалізації, S – система умовно-суб'єктивних факторів.

Система умовно-суб'єктивних факторів, в свою чергу, складається з:

представлення щодо прийнятного рівня ризику;

знань щодо небезпеки;

відношення до небезпеки;

ступеня спотворення адекватності її реальному рівню через відсутність інформації.

Перераховані фактори складним чином залежать один від одного. Дві перші складові формули (1) можна віднести до категорії умовно-об'єктивних параметрів. Всі інші складові цієї формули можна віднести до категорії умовно-суб'єктивних параметрів.

Таким чином, припустимий рівень ризику $R_A \in$ складною функцією ряду факторів об'єктивного та суб'єктивного характеру. Причому, визначальну роль відіграють не об'єктивні фактори (що можна зробити), а суб'єктивні (що думає експерт відносно того, що можна зробити).

III. МЕТА РОБОТИ

Метою проведеного дослідження є розроблення моделі для оцінювання рівня припустимого ризику в умовах нечіткості вихідних даних та суб'єктивізму осіб, що приймають рішення. Для досягнення поставленої мети було застосовано методи та моделі нечіткої логіки, які дають задовільний аналітичний результат в умовах невизначеності вхідної інформації та відсутності аналітичних зв'язків між окремими величинами.

IV. ВИКЛАДЕННЯ ОСНОВНОГУ МАТЕРИАЛУ І АНАЛІЗ ОТРИМАННИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Кожна система (наприклад, підприємство) закріплює представлення щодо припустимого рівня ризиків нормативно-методичними та інженернотехнічними документами.

Зони технічних, економічних або підприємницьких ризиків представляють собою групи наслідків за їхнім рівнем [2]. З урахуванням концепції припустимих ризиків, зазвичай виділяють наступні зони:

безризикова – зона без ризикових видів діяльності у якій збитки не очікуються;

припустимого ризику – зона в межах якої діяльність зберігає доцільність (збитки менші за прибуток);

критичного ризику – зона у якій існують види діяльності з критичним рівнем втрат, що перевищують очікуваний прибуток;

катастрофічного ризику – зона у якій рівень витрат дорівнює вкладенням. До даної категорії ризику відносять ризик, пов'язаний з прямою небезпекою для життя або здоров'я людей, виникненням екологічних катастроф, тощо.

Аналіз розглянутих матеріалів показав, що рівні припустимого ризику у різних галузях народного господарства здебільшого приймаються експертами на основі наявних статистичних даних. Математичне обгрунтування цих рівнів, зазвичай, не приводиться. Для задачі визначення припустимого рівня ризику виникнення аварійної ситуації в ЕЕС запропоновані якісно-експертні рівні не підходять через те, що кожна ЕЕС має свої індивідуальні особливості та характеристики. Щоб визначити припустимий ризик виникнення аварійної ситуації в ЕЕС необхідний обгрунтований підхід, який би враховував особливості розглядуваної ЕЕС.

Згідно до визначення гранично припустимого ризику (1) в задачі визначення ризику аварійної ситуації в ЕЕС, технічно досяжним результатом є мінімальний ризик виникнення аварійної ситуації в ЕЕС R_{MIN} . Важливим фактором від якого залежить досягнення даного технічного результату є несприятливі метеорологічні умови (вітрові навантаження, ожеледь, грозова активність, низькі або високі температури). Одним з основних факторів, від якого залежить імовірність виникнення аварії і як, наслідок, розрахункова величина ризику і рівень припустимого ризику є людський фактор, а саме помилки персоналу. Кількісною характеристикою помилкових дій персоналу є імовірність виникнення аварії через ці помилкові дії.

Оскільки маємо три вхідні величини від яких залежить рівень припустимого ризику (мінімальний ризик виникнення аварійної ситуації в ЕЕС R_{MIN} , метеорологічні умови M, імовірність помилкових дій персоналу P), між якими немає аналітичної залежності для визначення рівня припустимого ризику R_A доцільно застосувати нечітку модель типу Мамдані, яка має якісні правила, що пов'язують вхідні та вихідну величини та дає задовільні результати при кількості вхідних величин від 2 до 5. Структура нечіткої моделі приведена на рис.1.



Рисунок 1. Нечітка модель для оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в ЕЕС

Нечіткі терми вхідних величин моделі наступні для оцінювання рівня припустимого ризику виникнення аварійної ситуації в ЕЕС:

«Мінімальний ризик (RMIN)»: «Низький», «Середній», «Високий»;

«Метеорологічні умови (М)»: «Несприятливі», «Сприятливі»;

«Імовірність помилки персоналу (Р)»: «Низька», «Середня», «Висока».

Вихідною величиною нечіткої моделі є «Рівень припустимого ризику» RA, який має п'ять нечітких термів, функції приналежності яких визначені на інтервалах шкали Харрінгтона [10]: «Дуже низький» (ДН), «Низький» (Н), «Середній» (С), «Високий» (В), «Дуже високий» (ДВ).

Налаштування якісної бази правил прийняття рішення (типу «ЯКЩО-ТО») виконується за оцінками експертів та наведеними вище нормативними даними.

Мінімальний ризик визначається за імовірнісностатистичним підходом, представленим в [1]. Імовірність помилки персоналу визначається за методом, представленим в [11].

Для отримання кількісної характеристики стану метеорологічних умов, складові фактори якої не мають чітко визначеного аналітичного взаємозв'язку, розроблено нечітку модель типу Мамдані [12], [13], [14] яка має наступні вхідні величини:

«Вітрове навантаження» (W): «слабке», «серед-

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА» № 2 (2019)

ISSN 1607-6761 (Print) ISSN 2521-6244 (Online)

нє», «сильне»;

«Навантаження від ожеледі» (І): «припустиме», «неприпустиме»;

«Інтенсивність грози (S)»: «низька», «висока»;

«Температура повітря (Т)»: «низька», «нормальна», «висока».

Вихідною величиною нечіткої моделі для оцінювання метеорологічних умов є «Метеорологічна обстановка», яка має п'ять нечітких термів, функції приналежності яких визначені на інтервалах шкали Харрінгтона: «Дуже погана» (ДП), «Погана» (П), «Середня» (С), «Добра» (Д), «Дуже добра» (ДД).

Структура нечіткої моделі оцінювання метеорологічних умов представлена на рис.2.



Рисунок 2. Структура нечіткої моделі оцінювання метеорологічних умов

Бази правил прийняття рішень обох нечітких моделей (визначення рівня припустимого ризику та оцінювання метеорологічних умов) складаються з використанням експертних знань та переваг [15]. База правил прийняття рішення нечіткої моделі визначення рівня припустимого ризику представлена в табл. 1.

Таблиця 1. База правил прийняття рішення моделі визначення рівня припустимого ризику

M = «Несприятливі»							
Rmin P	Високий						
Низький	Н	С	В				
Середній	С	В	ДВ				
Високий	В	ДВ					
	M = «Сприятливі»						
Rmin P	Низький	Середній	Високий				
Низький	ДН	Н	В				
Середній	Середній Н С В						
Високий	В	В	ДВ				

База правил прийняття рішення нечіткої моделі оцінювання метеорологічних умов представлена в табл. 2. Таблиця 2. База правил прийняття рішення моделі оцінювання метеорологічних умов

S = «Низька»								
	T = «Низька»							
W I Слабке Середнє Сильне								
Припустиме	Д	С	П					
Неприпустиме	С	П	П					
	T = «Cep	едня»						
W	Слабке	Середнє	Сильне					
Припустиме	ДД	Д	С					
Неприпустиме	Д	С	П					
	Т = «Ви	сока»						
W	Слабке	Середнє	Сильне					
Припустиме	Д	С	П					
Неприпустиме С П П								
S = «Висока»								
	Т = «Ни	зька»						
W	Слабке	Середнє	Сильне					
Припустиме	С	П	ДП					
Неприпустиме	П	ДП	ДП					
	T = «Cep	едня»						
W	Слабке	Середнє	Сильне					
Припустиме	Д	С	П					
Неприпустиме	С	П	П					
T = «Висока»								
W	W Слабке Середнє Сильне							
Припустиме	С	П	ДП					
Неприпустиме	П	ЛП	ЛП					

Функції приналежності вхідних величин нечіткої моделі оцінювання кліматичних умов визначаються за результатами обробки оцінок 10 експертів за методом Сааті [16]. Експертні оцінки для вхідної величини «Вітрове навантаження» приведені в табл. 3.

Таблиця 3. Експертні оценки приналежності вхідної величини «Вітрове навантаження»

Вітрове наванта- ження, м/с	0	2	4	6	8	10
Слабке	10	10	2	0	0	0
Середнє	0	0	8	10	8	0
Сильне	0	0	0	0	2	10

Функції приналежності нечітких термів, побудовані за експертними оцінками представлені на рис.3.



г) температура повітря Рисунок 3. Функції приналежності вхідних величин нечіткої моделі оцінювання кліматичних умов

Функції приналежності вхідних величин нечіткої моделі визначення припустимого ризику також визначаються за результатами обробки оцінок 10 експертів за методом Caari [16]. Експертні оцінки для вхідної величини «Мінімальний ризик виникнення аварійної ситуації в ЕЕС» приведені в табл. 4.

Таблиця 4. Експертні оценки приналежності вхідної величини «Мінімальний ризик виникнення аварійної ситуації»

Мінімальний ризик, м/с	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
Низький	10	10	3	3	0	0
Середній	0	0	7	7	0	0
Високий	0	0	0	0	10	10

(Розділ «Електроенергетика»)

Функції приналежності вхідних величин нечіткої моделі визначення припустимого ризику також будуються за результатами обробки оцінок декількох експертів за методом Сааті. Вони представлені на рис.4.



Рисунок 4. Функції приналежності вхідних величин нечіткої моделі визначення припустимого ризику

Функції приналежності термів вихідних величин обох моделей будуються на стандартних інтервалах шкали Харрінгтона [10] та мають вигляд, представлений на рис.5.



Рисунок 5. Функції приналежності нечітких термів вихідних величин

V.ПРИКЛАД

Визначимо рівень припустимого ризику виникнення аварійної ситуації (порушення динамічної стійкості) у 14-вузловій тестовій схемі ЕЕС (рис. 6).

Вихідні дані для розрахунку наступні: вітрове навантаження складає 8 м/с; навантаження від ожеледі – 20 мм; грозова інтенсивність 10 днів/рік; температура повітря – 5° С; мінімальний ризик; визначений за імовірнісно-статистичним підходом складає 0,15; імовірність помилки персоналу, визначена за [11] складає 0,4; значення ризику виникнення аварійної ситуації на момент спостереження складає 0,28.



Рисунок 6. Схема 14-вузлової ЕЕС

За розробленою вище нечіткою моделлю оцінювання метеорологічних умов визначається кількісна оцінка метеорологічних умов на момент часу спостереження:

 $M = \phi_M(W, I, S, T) = \phi_M(8, 20, 10, -5) = 0,237.$

За розробленою вище нечіткою моделлю визначення припустимого рівня ризику визначаємо величину припустимого ризику:

$$R_A = \phi_R(R_{MIN}, M, P) = \phi_R(0, 15, 0, 237, 0, 4) = 0,215.$$

Отримана величина припустимого ризику менша за значення ризику виникнення аварійної ситуації на момент спостереження, таким чином необхідне зниження поточного значення ризику шляхом застосування заходів, які дозволяють мінімізувати його рівень до значення 0,15.

VI. ВИСНОВКИ

Побудовані нечіткі моделі дають можливість визначити величину припустимого ризику з урахуванням таких різнорідних критеріїв надійності ЕЕС як величина мінімально можливого ризику, вплив кліматичних умов та помилки експлуатаційного та оперативного персоналу. Використання нечіткого виводу Мамдані дає можливість виконати оцінку припустимого ризику з використанням критеріїв між якими існує тільки якісний зв'язок.

Отримуваний за моделлю результат дає можливість приймати обгрунтовані рішення щодо доцільності (або недоцільності) застосування заходів по зниженню ризику виникнення аварії в ЕЕС шляхом проведення порівняльного аналізу отриманої величини припустимого ризику, величини мінімального ризику та значення фактичного ризику. Застосування такого підходу дає можливість організації превентивного ризик-управління електроенергетичною системою, в тому числі й в режимі "on-line".

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- [1] Костерєв М.В. Розроблення аналітичного методу оцінювання ризику виникнення аварійної ситуації в енергосистемі / М.В. Костерєв, В.В. Літвінов // Восточно-Европейский журнал передовых технологий ISSN 1729-3774. Системы управления в промышленности. – 2015. – № 4/2 (76). – С. 44 – 50.
- [2] Системы оценки рисков. Допустимый риск. http://www.scriru.com/5/85815577381.php
- [3] Літвінов В.В. Оцінка ризику порушення стійкості двигунового навантаження при відмовах електрообладнання в підсистемі ЕЕС : автореф. дис. на здобуття наукового ступеня канд. техн. наук : (05.14.02 – Електричні станції, мережі та системи) / Літвінов Володимир Валерійович ; НТУУ «КПІ». – К., 2012. – 20 с.
- [4] Kosterev M.V. Risk Estimation of Induction Motor Fault in Power System / M.V. Kosterev, E.I. Bardyk, V.V. Litvinov // WSEAS Transactions on Power Systems. – Issue 4. – Vol. 8. – Oct. 2013. – P. 217 – 226.
- [5] Travis C.C. Determining an acceptable level of risk / C.C. Travis, H.A. Hattemer-Frey // Environ. Sci. Technol. – Vol. 22. – № 8. – 1988. – P. 873 – 876.
- [6] Bell R. Challenges in defining acceptable risk levels. / R. Bell, T. Glade, M. Danscheid // Bonn, 2005. – 10 p.
- [7] Hunter P. Acceptable risk / P. Hunter, L. Fewtrell. 2010. – Ch.10. – P. 207 – 227.
- [8] Handschin E. Long term optimization for riskoriented asset management / E. Handschin, I. Jurgens, C. Neumann // 16th Power Systems Computation Conference. – Glasgow, 2008.

- [9] Schwan M. Component reliability prognosis in asset management methods / M. Schwan, C. Schilling, U. Zickler // 9th International Conference of Probabilistic Methods Applied to Power Systems. – Stockholm, 2006.
- [10] Ременников В.Б. Управленческие решения / В.Б. Ременников. Минск : Юнити, 2005. 144 с.
- [11]Сысоев А.В. Принципы оценки надежности эксплуатационного персонала / А.В. Сысоев // Научный вестник МГТУ. – 2005. – № 90(8). – С. 156 – 160.
- [12]Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С.Д. Штовба. М. : Горячая линия Телеком, 2007. 288 с.
- [13] Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде

МАТLАВ и FuzzyTECH / А.В. Леоненков. – СпБ. : БХВ – Петербург, 2005. – 736 с.

- [14]Круглов В.В. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети / В.В. Круглов, М.И. Дли, Р.Ю. Голупов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 226 с.
- [15]Riid A. Transparent Fuzzy Systems: Modeling and Control: PhD Thesis / Riid Arno. – Tallinn Technical University: Department of Computer Control. – Tallinn, 2002. – 227 p.
- [16] Saaty T.L. Eigenweightor an logarithmic lease squares / T.L. Saaty // Eur. J. Oper. Res. – 1990. – 48, N1. – P. 156 – 160.

Стаття надійшла до редакції 06.03.2019

ОЦЕНИВАНИЕ УРОВНЯ ДОПУСТИМОГО РИСКА ВОЗНИКНОВЕНИЯ АВАРИЙНОЙ СИТУАЦИИ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ПОМОЩЬЮ НЕЧЕТКИХ МОДЕЛЕЙ

КОСТЕРЕВ Н.В. д-р. техн. наук, профессор, профессор кафедры возобновляемых источников энергии Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт» им. И. Сикорского, Киев, Украина e-mail: nicolkost@gmail.com;

ЛИТВИНОВ В.В. канд. техн. наук, начальник производственно-технического отдела Днепровской ГЭС ЧАО «Укргидроэнерго», Запорожье, Украина, e-mail: v.v.litvinov1985@ukr.net;

Цель работы. Разработка модели для оценивания уровня допустимого риска возникновения аварийной ситуации в энергосистеме в условиях нечеткости исходных данных, разнородности критериев оценивания риска, отсутствии аналитических связей между ними и субъективности экспертных знаний людей, которые принимают решение.

Методы исследования. Для решения поставленной задачи использованы методы и модели нечеткой логики, которые дают удовлетворительный аналитический результат в условиях неопределенности исходной информации и отсутствии аналитических связей между отдельными параметрами и характеристиками объекта. Предложенные нечеткие модели построены с использованием алгоритма нечеткого вывода Мамдани.

Полученные результаты. Полученный с помощью нечеткой модели результат дает возможность достоверно оценивать допустимый уровень риска возникновения аварийной ситуации в энергосистеме. На основании полученного значения риска возможно принять обоснованные решения относительно целесообразности (или нецелесообразности) применения мероприятий по снижению этой величины риска. Это дает возможность организации превентивного управления риском возникновения аварийной ситуации в энергосистеме и применения эффективных мероприятий для его снижения.

Научная новизна. В статье разработана нечеткая модель оценивания уровня допустимого риска возникновения аварийной ситуации в электроэнергетической системе, которая учитывает минимально возможный уровень риска, влияние метеорологических условий и ошибки оперативного и эксплуатационного персонала энергосистем. При этом есть возможность учитывать основные факторы, влияющие на надежность функционирования энергосистемы, для оценивания уровня риска возникновения аварийной ситуации.

Практическая ценность. Разработанные в статье нечеткие модели дают возможность проводить экспресс-оценку уровня допустимого риска возникновения аварийной ситуации в условиях ограниченности исходных данных и критериев оценивания, проводить сравнительный анализ полученного результата с величиной фактического риска возникновения аварии в режиме «онлайн» и принимать решения относительно целесообразности его снижения.

Ключевые слова: допустимый риск; нечеткая модель; аварийная ситуация; электроэнергетическая система; экспертная оценка. (Розділ «Електроенергетика»)

ESTIMATION OF THE ACCEPTABLE RISK LEVEL OF EMERGENCY SITUATION IN THE ELECTRIC POWER ENGINEERING SYSTEM USING FUZZY MODELS

KOSTEREV M.V. Sci.D, Professor, Professor of the renewable sources of energy department of the National technical university of Ukraine "Kyiv polytechnic institute" named by I. Sikorski, Kiev, Ukraine, e-mail: nicolkost@gmail.com;

LITVINOV V.V. Ph.D, Technical department chief of Dnipro HPP PJSC "Ukrhydroenergo", Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: v.v.litvinov1985@ukr.net;

Purpose. The development of a model for assessing the level of permissible risk of an emergency situation in the power system in the conditions of fuzzy input data, heterogeneity of the criteria for risk assessment, the absence of analytical links between them and the subjectivity of expert knowledge of decision makers.

Methodology. To solve this problem, methods and models of fuzzy logic are used which give satisfactory analytical result in the conditions of uncertainty of the input information and the absence of analytical connections between the individual parameters and characteristics of the object. The proposed fuzzy models are constructed using the Fuzzy Output Algorithm of Mamdani.

Findings. The result obtained by the fuzzy model gives the opportunity to assess reliably the acceptable level of risk of an emergency situation in the grid. Based on the magnitude of the risk, it is possible to make informed decisions regarding the expediency (or impracticability) of applying measures to reduce this risk. This enables the organization of preventive management of the risk of an emergency situation in the grid and the use of effective measures to reduce it.

Originality. The article is devised a fuzzy model for estimating the permissible risk level of an emergency situation in the electric power system, which takes into account such criteria as the minimum possible level of risk, the influence of meteorological conditions and errors of operational and operational personnel of power systems. In this case, it is possible to take into account the main factors influencing the reliability of the grid functioning, to assess the risk level of an emergency situation.

Practical value. The fuzzy models developed in the article provide an opportunity to carry out an express assessment of the level of permissible risk of an emergency situation in the conditions of limited data and evaluation criteria, to conduct a comparative analysis of the obtained result with the magnitude of the actual risk of an accident in the online mode and to make a decision as to the appropriateness of its reduction.

Keywords: acceptable risk; fuzzy model; fault; power system; expert estimation.

REFERENCES

- Kosterev M.V., Litvinov V.V. (2015). Rozroblennia analitychnogo metodu otsniuvannia ryzyku vynyknennia avariinoi situatsii v energosystemi. Vostochno-evropeiskii zhurnal peredovyh technologiy. Sistemy upravlenia v promyshlennosti, 4/2 (76), 44 – 50. (in Ukrainian.)
- [2] Sistemy otsenki riskov. Dopustimyi risk. http://www.scriru.com/5/85815577381.php (in Russian.)
- [3] Litvinov V.V. (2012). Otsinka ryzyku porushennia stiikosti dvygunovogo navantazhennia pry vidmovah elektroobladnannia v pidsystemi EES. Avtoreferat dissertatsii na zdobuttia naukovogo stupenia kandidata technichnyh nauk, 20 (in Ukrainian).
- [4] Kosterev M.V., E.I. Bardyk, Litvinov V.V. (2015). Risk Estimation of Induction Motor Fault in Power System. WSEAS Transactions on Power Systems, 4, 8, 217 – 226.
- [5] Travis C.C., Hattemer-Frey H.A. (1988) Determining an acceptable level of risk. Environ. Science Technology, 22, 8, 873 – 876.
- [6] Bell R., Glade T., Danscheid M. (2005). Challenges in defining acceptable risk levels, 10.
- [7] Hunter P. Fewtrell L. (2010). Acceptable risk, 10,

207 - 227.

- [8] Handschin E., Jurgens I., Neumann C. (2008) Long term optimization for risk-oriented asset management. 16th Power Systems Computation Conference.
- [9] Schwan M., Schilling C., Zickler U. (2006). Component reliability prognosis in asset management methods. 9th International Conference of Probabilistic Methods Applied to Power Systems.
- [10]Remennikov V. (2005). Upravlencheskie reshenia. Minsk: Uniti , 144. (in Russian.)
- [11]Sysoev A.V. (2005). Printsypy otsenki nadiozhnosti ekspluatatsionnogo personala. Nauchnyi vestnik MGTU, 90(8), 156-160. (in Russian.)
- [12]Shtovba S.D. (2007). Proektirovanie nechetkih system sredstvami MATLAB. M.: Goriachaia linia -Telekom, 288. (in Russian.)
- [13]Leonenkov A.V. (2005). Nechetkoe modelirovanie v srede MATLAB I FuzzyTECH. SpB.: BHV - Peterburg, 736. (in Russian.)
- [14]Kruglov V.V., Dli M.I., Golupov R.Yu. (2003). Nechetkaya logika i iskusstvennye neironnye seti. M.: Goriachaia linia - Telekom, 226. (in Russian.).
- [15]Riid A. (2002). Transparent Fuzzy Systems: Modeling and Control. PhD Thesis, 227.
- [16]Saaty T.L. (1990). Eigenweightor an logarithmic lease squares. Eur. J. Oper. Res., 48, N1, 156 160.

(Розділ Електроенергетика»)

UDC 621.36:669.15-198

DEFINITION OF THE CURRENT SPREADING PROCESS WAYS IN THE INTERNAL VOLUME OF ORE-THERMAL FURNACE

MISHCHENKO V.YU. Assistant Lecturer of the Department of Power Supply of Industrial Enterprises of the Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: m.vlad.u@i.ua;

KACHAN YU.H. Sci.D, Professor, Professor of the Department of Power Supply of Industrial Enterprises of the Zaporizhzhia National Technical University, Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: yu.kachan@ukr.net;

Purpose. The purpose of this work is the theoretical determination of current spreading ways in the internal volume of the ore-thermal furnace bath. Using the obtained results, it is possible to determine where and in what electrical energy amount is allocated in the working space. It will allow to calculate the bath temperature field.

Methodology. In the course of research work the theory of electrical circuits was used to describe electrical processes and the method of cylindrical coordinates to represent the working space of a bath as a set of mono-volume components.

Findings. The proposed chain of steps to determine the current spreading ways and the calculation formulas to find out the electrical energy input amount to each allocated elemental component of the ore-thermal furnace volume are used. The mathematical formulae to construct the current trajectory flow are proposed.

Originality. For the first time, it was assumed that the trajectory of current flow in the furnace working space has the shape of an arc. It passes between two electrodes and exists both in the horizontal and in the vertical flats of the bath due to the electrical conductivity of the charge materials. The latter, in turn, varies depending on the temperature value. This fact is taken into account when calculating the amount of energy input because of electric current.

Practical value. Subsequently, the implementation of the proposed method for determination the paths of current spreading on a mathematical or physical model allows to obtain data on the amount of electrical energy input at any point in the furnace. Since the process of energy input is one of the first steps in the process of obtaining ferroalloys, the proposed above will allow to calculate various parameters as for one elemental volume (point) and as for the whole furnace bath volume.

Keywords: ore-thermal furnace; elemental volume; current spreading paths; electrical energy.

I. INTRODUTION

Modern electric arc and ore-thermal furnaces are quite complex installations with a variety of electromechanical equipment. They consist of a power supply (furnace transformer), a kiln (baths with electrodes) and a short network connecting them together.

Ore-thermal furnaces (OTF) are direct-heating furnaces used to produce ferroalloys, carbides, silicon, phosphorus and other products. The technological processes occurring in its bath are very diverse. Some of them proceed continuously, while others require full melting of loaded materials. The most important parameter of the OTF (ore-thermal furnace) is the electrical resistance of the bath, which depends on a significant number of factors: the strength of materials loaded in the bath, the geometric sizes of the bath, as well as the number and size of the electrodes.

Thermal energy, spent on phase transitions and recovery processes, is released when the electric current passes through the conductive environment. The transformation of electrical energy into heat energy occurs in zones with different aggregate states of materials. In the furnace there is a mixed mode of transformation of electric energy into a heat one.

II.ANALYSIS OF LAST RESEARCHES

Modern electric arc and ore-thermal furnaces are complex installations with variety of electromechanical equipment. They consist of a power supply (furnace transformer), a kiln (baths with electrodes) and a short electrical network connecting them together. Traditionally, the furnace working space is divided into three main zones, which are characterized by the nature of energy processes in them [1]. This is an area of materials with relatively low electrical conductivity, an arc zone, and a zone where solid and liquid materials with high electrical conductivity are located. The energy distribution between these zones characterizes the specificy of a concrete process and a concrete furnace.

The spreading of electric current in an ore-thermal bath has been the subject of study for many years. Many theoretical and experimental studies are devoted to this issue. M.S. Maksimenko, F.Ya. Tsybakin, D.A. Diomidovsky, R.A. Sysoyan, P.V. Sergiev and R F. Platonov [2]-[3] studied the current distribution in a single-phase and a three-phase baths on electrolytic models. V.T. Zherdiv gives great importance to the study of the current distribution directly in the operating furnaces [4]-[6]. A mathematical simulation of electric fields of three-phase ore-thermal furnaces was also carried out [7].

The studies conducted for ore-thermal furnaces of average power (7.5 MB \cdot A) for the phosphorus and calcium carbide production allowed to obtain fields for the distribution of the volumetric energy density and the intensity of the electric field in the space between the electrode and the bottom of the furnace [8]. Also, the obtained data on the volumetric energy density distribution and electric field strength allowed to determine the length of the arc and the voltage drop on the arc in furnaces for the phosphorus and calcium carbide production [9]-[10].

The scientist conducted mathematical modeling of electric fields of three-phase ore-thermal furnaces, and also developed the method for conducting theoretical studies with the help of conformal mappings for the determination of physical fields in an ore-thermal melting furnace [11]. Qualitatively, the electric field of the furnace is sufficiently illuminated, but the available information is not enough to calculate accurately the power, electrical transformations and temperatures at each point of the bath volume.

In contrast to the steelmaking furnaces, the current of the electrode in the OTF passes not only through the arc, but also through the charge, where the density and electrical resistance vary as a result of heating [12]. This is the reason of the complexity of obtaining data on arc parameters. In this paper, the method for determining the electric current distribution in the working space of the furnace is proposed by means of simulating the ways of its spreading.

Also, there is a need for further study of the interactions between the parameters of power supply systems and physico-chemical processes occurring in the furnace under various external influences, in order to increase the efficiency of energy and heat and mass exchange processes [13]

III. FORMULATION OF THE WORK PURPOSE

The purpose of this work is the theoretical determination of current spreading ways in the internal volume of the ore-thermal furnace bath. With the help of the obtained results it will be possible to determine:

- where in the furnace volume is an electric current;

- in what amount the electrical energy is released in the working space of the furnace due to the electrical resistance of the charge materials.

In the future, the application of the obtained results will allow to calculate the temperature field of the bath

IV. PRESENTATION OF BASIC MATERIAL AND ANALYSIS OF RECEIVED RESULTS

As indicated in [14], to determine the amount of electrical energy input into each elemental volume of the furnace, it is necessary to establish how exactly the current spreads in the working space of the bath. The charge for smelting ferroalloys is an environment where currents flow through certain trajectories between the electrodes. Let's assume they will have an arc shape and will be directed to the edges of the bath and to its center in the horizontal plane. In the vertical plane, they will pass between the ends of the electrodes towards the bottom of the bath. This assumption is made on the basis of scientific papers [9]-[10] in which trajectories of currents flow in the sub-electrode space are depicted as lines directed from the electrode to the bottom of the bath of the OTF and have an arc type.

Simulating melting area occurs in H_c -parameter – the depth of bath charge filling. The zero point is the upper limit of its filling. The paths of current flow between the electrodes in the horizontal plane can be represented as arcs with radii passing through the centers of the electrodes and shifted in the direction towards the edges of the bath R_{a+} and to its center R_{a-} .



Figure 1. Ways of current spreading between the electrodes of *A* and *B* phases.

In order to hold the arcs between the electrodes, it is necessary to know its radius and coordinates of the centers. The latter are on a line passing through the third electrode perpendicular to the shortest path between the two other ones. The radius and the length of each arc can be calculated using formulae. The latter were received and somewhat modified by the well-known geometric dependencies for finding different circle parameters.

We modulate the paths of current flow between the electrodes of A and B phases in the direction towards the edges of the furnace bath. Between the centers of the electrodes, a length L_e line is made. Calculate the radius changing step of the arc:

$$\Delta k_{a,c+} = \frac{L_e}{2 \cdot k_{a,c+}},\tag{1}$$

where L_e is the distance between the centers of the electrodes; $k_{a.c.+}$ is the number of the accepted current spreading paths between the A and B electrodes in the direction

towards the edges of the furnace bath.

Now we draw a zero arc with R_{a0AB} + and with the center located in the middle of the indicated L_e line. Its radius and length are determined by the formulae (2)-(3).

$$R_{a0AB+} = \frac{L_e}{2} \tag{2}$$

$$L_{a0AB+} = 2 \cdot \arcsin(\frac{L_e}{2 \cdot R_{a0AB+}}) \cdot R_{a0AB+}$$
(3)

In order to draw the next arc, we calculate its radius and shift of the center point to the distance from the L_e line toward the center of the furnace along the L_{AB} line passing between the centers of the furnace bath and the third electrode in the *C* phase using the formulae (4)-(5):

$$R_{a1} = \frac{(L_e/2 - \Delta k_{a.c} \cdot 1)}{2} + \frac{L_e^2}{8 \cdot (L_e/2 - \Delta k_{a.c} \cdot 1)}$$
(4)

$$-c.p.R_{a1} = \sqrt{R_{a1}^2 - (L_e/2)^2}$$
(5)

For any type of an arc, (3)-(5) formulae take the following form (6)-(8):

$$R_{ai} = \frac{(L_e / 2 - \Delta k_{a.c} \cdot i)}{2} + \frac{L_e^2}{8 \cdot (L_e / 2 - \Delta k_{a.c} \cdot i)}$$
(6)

$$-c.p.R_{ai} = \sqrt{R_{ai}^2 - (L_e/2)^2}$$
(7)

$$L_{ai} = 2 \cdot \arcsin(\frac{L_e}{2 \cdot R_{ai}}) \cdot R_{ai}$$
(8)

where *i* is an arc number, which varies from 0 to $k_{a.c.+}$

To simulate current spreading paths between the electrodes of A and B phases in the direction to the center of the furnace bath, the following calculations are required. As noted above, all points of the arc centers are on the L_{AB} line, and the zero reference point is its intersection with the L_e line. In this case we adjust the zero reference point by moving it to distance $+c.p.R_{a0}$ and calculating the radius of the zero arc R_{a0AB-} , with the radius changing step $\Delta k_{a.c.}$:

$$R_{a0AB-} = R_e \tag{9}$$

$$+ c.p.R_{a0} = \frac{R_e}{2}$$
(10)

$$\Delta k_{a.c-} = \frac{R_e}{2 \cdot k_{a.c-}} \tag{11}$$

where $k_{a.c.}$ – is the number of ways of distributing current between A and B electrodes in the direction towards the center of the furnace bath; R_e is the radius on which the electrodes are located relatively to the center of the furnace bath.

To draw the following arcs, we will use the abovedescribed algorithm and formulae (6)-(8) but with *i* varying in the range from 0 to $k_{a.c.}$. As a result, we obtain a picture of current spreading between the electrodes shown in Fig. 1. Similarly, the process of the current spreading paths simulating between the *BC* and *CA* phases.

The ore-thermal furnace bath has a volume; thus, by analogy with the step Δz along the H_c axis, we repeat the process of current spreading paths simulating to the depth of the electrodes immersion in the charge. Since the current flows in the sub-electrode space of the bath, it should be also considered. To do this, it's necessary to change the direction of the straight line on which the arc centers are located, under the selected angles relative to the horizontal-vertical component of the furnace bath.

To simulate the process of distributing energy in an ore-thermal furnace bath, first of all, it is necessary to break its internal area into elemental volumes. There are a lot of methods for this; we have chosen and somewhat changed the method based on the system of cylindrical coordinates, which was used earlier to construct a dynamic temperature field model in an electric heat accumulating converter [15].

The geometric bath of an ore-thermal furnace, where the melting process takes place, can be represented as a cylinder of height *H* and radius *R*. We break it into a series of elemental volumes in the form of a sector with the sides ΔR , Δz and the angle $\Delta \varphi$, as represented on Fig. 2. We will place further calculation points in the geometric centers of the elemental sectors selected in this way.



Figure 2. Breakdown of the OTF bath on elemental volumes.

Let's introduce the following notation: Rl – radius of the bath; ΔV – the volume of the elemental sector; k – number of elemental volume behind the axis R; $N\varphi$ is the number of segments $\Delta \varphi$ of the broken cylinder's volume in an angle φ ; Nz – the number of intervals Δz of the broken cylinder's volume at the height Hc filling the bath

(Розділ «Електроенергетика»)

with the charge; *R*, φ , *z* are the coordinates of the center; $\Delta \tau$ is the time interval.

The specified parameters Δz and $\Delta \varphi$ are calculated as follows:

$$\Delta \varphi = \frac{360}{N_{a}}.$$
 (12)

$$\Delta z = \frac{H_c}{N_c} \,. \tag{13}$$

Assuming the constant value ΔV for each elemental volume, we define the intervals ΔRk for the *R* axis:

$$\Delta R_k = \sqrt{\frac{\Delta V \cdot N_{\varphi}}{\pi \cdot \Delta z}} \cdot \left(\sqrt{k+1} - \sqrt{k}\right). \tag{14}$$

After determining all the necessary parameters for this break, it becomes possible to represent the OTF bath as a set of single-volume elements. Due to arbitrary values of ΔV , $N\varphi$ and Nz, you can change the total number of elemental volumes, thus providing the necessary prediction error when performing various mathematical calculations.

So, if you make a very fractional volume break, the speed of the necessary calculations is slowed down through a large array of data. When the working space of the furnace is divided into a small number of elemental volumes, this can lead to inadequacy of the resulting model.

After the current spreading paths have been determined, using the proposed version of the partition of the OTF working space on the elemental volumes, we obtain a two-dimensional image presented in Fig. 3 in the horizontal plane and in the sub-electrode space as in Fig. 4.



Figure 3. The current spreading paths between the three electrodes in the working space of the bath, the volume of which is pre-divided into elementary components



1 – electrodes; 2 – charge in solid state; 3 – elementary volume; 4 – ways of current spreading; 5 – liquid melt.

Figure 4. Ways of current spreading between the electrodes in the sub-electrode space

The charge in each single volume of elemental component ΔV at a certain temperature has its specific electrical resistance [16]. The average electrical resistance can be calculated as:

$$X_{_{R,\varphi,z}} = \rho_{R,\varphi,z}(t) \cdot \Delta V , \qquad (15)$$

where $X_{R,\varphi,z}$ – the average value of the electrical resistance of the element; ΔV – the volume of the elementary part; $\rho_{R,\varphi,z}(t)$ – the specific resistance of elemental volume.

Using ways of current spreading in the OTF working space and breaking the bath into elemental volumes on the base of the proposed method, it is possible to calculate the amount of electrical energy introduced into them for a certain period of time. To do this, it is necessary to allocate a specific trajectory of current flow and calculate its full electrical resistance. The latter can be defined as the total resistance of all charge sections through which the described current passes:

$$X_t = \sum X_{R,\varphi,z} \,. \tag{16}$$

where X_t – full electrical resistance of any trajectory of current flow; $X_{R,\varphi,z}$ – the average value of the electrical resistance of the element.

Obviously, in the given coordinate system, it is necessary to select only those elementary volumes where the current passed and the resulting resistance is summed up, which is calculated for a specific temperature of the charge. As a result, the value of the current spreading over the observed lines can be obtained:

$$I_i = \frac{U}{X_i},\tag{17}$$

where I_i – current strength on the i-th way; U – voltage between the corresponding phases; X_t – full electrical resistance on the i-th path.

Consequently, substituting the expressions (16, 15) in formula (17), we obtain the dependence for defining the current strength along certain spreading trajectory:

$$I_i = \frac{U}{\sum \rho_{R,\varphi,z}(t) \cdot \Delta V}$$

where I_i – current strength on the i-th way; U – voltage between the corresponding phases; $\rho_{R,\varphi,z}(t)$ – specific resistance of elemental volume; ΔV – volume of elementary particle.

As a result, the amount of energy emitted in the elemental volume due to electric current over a time interval $\Delta \tau$ can be defined as:

$$Q_{e(R,\phi,z)} = I_i^2 \cdot X_{R,\phi,z} \cdot \Delta \tau , \qquad (18)$$

where I_i – current strength on the i-th way; $X_{R,\varphi,z}$ – the average value of the electrical resistance of the element; $\Delta \tau$ – time interval.

If, however, through one and the same elemental volume passes several different trajectories of current spreading, then the resulting value of the latter is determined as the sum of the components for each of them. Then the formula (18) will take the following form:

$$Q_{e(R,\phi,z)} = \left(\sum I_i\right)^2 \cdot R_{R,\phi,z} \cdot \Delta \tau, \qquad (19)$$

where ΣI_i is the sum of currents along the same spreading paths passing through the elemental volume under consideration.

The presented trajectories of current flow are conditional. That is, in some paths current may not pass at all or its value will be negligible. It depends on the electrical resistance of the charge section.

Determining the flow of current in the furnace bath is one of the components in the development of a comprehensive mathematical model of the work of the OTF in dynamics, which is the main purpose of the authors of the article. Therefore, the reliability of the proposed method will be possible to verify only after the implementation of the entire complex model on electronic computing. The given model of the current distribution in the furnace can be used in the simulation of electrical processes in all orethermal furnaces, regardless of what grade of ferroalloys in them is smelted.

As to the limitations for use, this technique can not be used for steelmaking furnaces, since technologically, electrodes in them are placed above the surface of the melt and the current flows in the air layer as a result of the closure between the electrode and the charge. That is, in such furnaces, the latter is not conductive medium, but only its surface, so to speak, is zero in an electric circle to form a powerful energy arc. The presented model is based on the fact that the current flows in the horizontal and vertical planes between the electrodes due to the electric resistance of the charge. As a result, with the help of the given algorithm for determining the current spreading paths, the methods of partitioning the internal working space of the OTF into the elemental volumes and the formulae used, we can watch electric energy distribution in the furnace bath in the three-dimensional space.

V. CONCLUSION

The process of electrical current spreading simulation in the bath of an ore-thermal furnace is described in this paper mathematically. It is suggested to assume that trajectories of current passing through the charge have the form of arcs which are located between the centers of the electrodes and move in the direction towards the edges of the bath and to its center. On the basis of the presented model, it is possible to determine the volumes of the introduced electricity and their distribution in the bath volume.

As it can be seen on Figure 3, due to the distance between the electrodes, the zones of the electric current flow inaccessibility appear. Therefore, there is such an optimal distance between them, when it is possible to cover the entire furnace bath working area in horizontal plane with the help of current spreading paths. Otherwise, in the orethermal furnace space, the charge heating occurs only at the expense of heat transfer, and this is a long-time process.

This method of the OTF bath calculating with the help of elemental volumes based on the system of cylindrical coordinates is proposed here. Representation of the working space of the bath as a set of single- volume elements makes it possible to perform various mathematical calculations in the geometric centers of these elements. And this, in turn, will allow us to obtain a more precise picture of all physical processes occurring during the smelting of ferroalloys at different points of the OTF bath at any time.

REFERENCE

- Nehamin, S.M. (2013). Upravleniye energeticheskoy strukturoy rabochego prostranstva dugovykh staleplavil'nykh i rudnotermicheskikh pechey mekhanizm povysheniya effektivnosti ikh raboty. Elektrometallurgija. 11, 9–16.
- [2] Sergeev, P.V. (1963). Energeticheskiye zakonomernosti rudnotermicheskikh elektropechey, elektroliza i elektricheskoy dugi Moscow, Metallurgy, 368.
- [3] Platonov, G.F. (1965). Parametry i elektricheskiye rezhimy metal-lurgicheskikh elektrodnykh pechey. Moscow, Energija, 224.
- [4] Strunskij, B.M. (1972). Rudnotermicheskiye plavil'nyye pechi. Moscow, Metallurgija, 368.
- [5] Sisojan, G.A. (1961). Elektricheskaya duga v elektricheskoy pechi. Moscow, Metallurgizdat, 216.
- [6] Al'tgauzen A.P. (1967 Elektrotermicheskoe oborudovanie. Spravochnik, Moscow, Jenergija, 216.
- [7] Oldziyevsky, S.A., Kravchenko, A.V., Nzhurin, V.I., Borisenko, I.A. (1990). Matematicheskoye modeliro-

vaniye elektricheskikh poley pechey rudnoy elektrotermii [Tekst]. Moscow, Metallurgy, 114.

- [8] Yershov, V.A., Dancyz, Ya.B., Zhilov, G.M. (1974). Teoreticheskie osnovy himicheskoj elektrotermii. Leningrad, Himija, 184.
- [9] Danzys, Ya.B., Zhilov, G.M., Valkov, Z.A. (1991). Elektricheskie harakteristiki dugovogo razrjada pechej himicheskoj elektrotermii i sposoby ih kontrolia. Leningrad, LNGK, 54.
- [10] Danzys Ya.B., Yershov, V.A., Zhilov, G.M. (1984). Elektrotermicheskie processy himicheskoi tehnologii: Uchebnoe posobie dlia vuzov. Leningrad, Himija, 464.
- [11] Levchenko, S.A., (2016). Elektromagnitne ta teplove polia rudnotermichnoi' plavylnoi' pechi. Visnyk NTU «HPI». Serija, Mehaniko-tehnologichni systemy ta kompleksy. 17(1189), 76-80.
- [12]Kachan, Yu.G., Mishchenko, V.Yu. (2017). Shchodo zminyuvannya pytomoho elektrychnoho oporu shykhty pid chas vyplavky vysoko vuhletsevoho feromarhantsyu. Metalurgija : naukovi pratsi Zaporizkoyi derzhavnoyi inzhenernoyi akademiyi, Zaporizhzhia, RVV ZDIA, 2 (38), 131-133.

- [13]Artjuh. F.S., Kuharev. A.L. (2014). Puti povyshenija energojeffektivno-sti moshhnyh elektropechnyh ustanovok. Visnik NTU «HPI». Serija, Energetika: nadijnist' ta energoefektivnist', Harkiv: NTU «HPI», 56 (1098), 11-21.
- [14]Kachan, Yu.G., Mishchenko, V.Yu. (2018). Shhodo kompleksnogo pidhodu pry modeljuvanni roboty rudnotermichnoi' pechi. Metalurgija : naukovi praci Zaporiz'koi' derzhavnoi' inzhenernoi' akademii'. – Zaporizhzhja, RVV ZDIA No 1 (39), 94-96.
- [15]Kachan, Yu.G., Batasova, N.A. (2007). Dinamicheskaja model' temperaturnogo polja v elektricheskom teploakkumulirujushhem preobrazovatele. Teorija i praktika metallurgii. Dnepropetrovsk, 6 (61), 63-66.
- [16]Bakyrov, A.H., Zhunusov, A.K., Chekymbaiev, A.F. and Shoshai, Zh., (2018). Issledovanie udel'nogo elektricheskogo soprotivlenija shihtovyh smesej dlia vyplavki ferrosilikoaljuminiia Nauka i tehnika Kazahstana. Pavlodar, 2, 14-18.

The article was received 28.02.2019

ВИЗНАЧЕННЯ ШЛЯХІВ РОЗТІКАННЯ СТРУМУ У ВНУТРІШНЬОМУ ОБ'ЄМІ РУДНОТЕРМІЧНОЇ ПЕЧІ

МІЩЕНКО В.Ю. асистент кафедри електропостачання промислових підприємств Запорізького національного технічного університету, Запоріжжя, Україна, е-таіl: m.vlad.u@i.ua;

КАЧАН Ю.Г. д-р техн. наук, професор, професор кафедри електропостачання промислових підприємств Запорізького національного технічного університету, Запоріжжя, Україна, e-mail: yu.kachan@ukr.net;

Мета роботи. Метою даної роботи є теоретичне визначення траєкторій розтікання струму у внутрішньому об'ємі ванни руднотермічної печі. За допомогою отриманих результатів стане можливим визначити де та в якій кількості виділяється електрична енергія в робочому просторі. Це, в подальшому, дозволить проводити розрахунок температурного поля ванни.

Методи дослідження. При проведення досліджень було використано теорію електричного кола для опису електричних процесів та метод циліндричних координат для представлення робочого простору ванни як сукупність однооб'ємних складових.

Отримані результати. Запропонована послідовність для визначення шляхів розтікання струму та розрахункові формули для визначення кількості введеної електричної енергії у кожну виділену елементарну складову об'єму руднотермічної печі. Представлені математичні формули для побудови траєкторії протікання струму.

Наукова новизна. Вперше зроблене припущення, що траєкторія протікання струму у робочому просторі печі має форму дуги. Вона проходить між двома електродами й існує як в горизонтальній, так і у вертикальній площинах ванни за рахунок електропровідності шихтових матеріалів. Останнє, в свою чергу, змінюється в залежності від значення температури. Цей факт враховано при розрахунках кількості введеної енергії за рахунок електричного струму.

Практична цінність. В подальшому реалізація запропонованого методу для визначення шляхів розтікання струму на математичній чи фізичній моделі дозволить отримати дані про кількість введеної електричної енергії в будь-якій точці печі. Так як процес введення енергії є одним із перших кроків в технологічному процесі одержання феросплавів, то запропоноване вище, в свою чергу, дасть змогу проводити подальші розрахунки різних параметрів як одного елементарного об'єму (точки), так і ванни печі в цілому.

Ключові слова: руднотермічна піч; елементарний об'єм; шляхи розтікання струму; електрична енергія.

(Розділ «Електроенергетика»)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПУТЕЙ РАСТЕКАНИЯ ТОКА ВО ВНУТРЕННЕМ ОБЪЕМЕ РУДНОТЕРМИЧЕСКОЙ ПЕЧИ

МИЩЕНКО В.Ю. ассистент кафедры электроснабжения промышленных предприятий Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, еmail: m.vlad.u@i.ua;

КАЧАН Ю.Г. д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры электроснабжения промышленных предприятий Запорожского национального технического университета, Запорожье, Украина, e-mail: yu.kachan@ukr.net;

Цель работы. Целью данной работы является теоретическое определение путей растекания тока во внутреннем объеме ванны руднотермической печи. С помощью полученных результатов станет возможным определять где и в каком количестве выделяется электрическая энергия в рабочем пространстве. Это, в дальнейшем, позволит проводить расчет температурного поля ванны.

Методы исследования. При проведении исследований была использована теория электрических цепей для описания электрических процессов и метод цилиндрических координат для представления рабочего пространства ванны как совокупность однообъемных составляющих.

Полученные результаты. Предложена последовательность для определения путей растекания тока и расчетные формулы для определения количества введенной электрической энергии в каждую выделенную элементарную составляющую объема руднотермической печи. Представлены математические формулы для построения траектории протекания тока.

Научна новизна. Впервые сделано предположение, что траектория протекания тока в рабочем пространстве печи имеет форму дуги. Она проходит между двумя электродами и существует как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях ванны за счет электропроводности шихтовых материалов. Последнее, в свою очередь, меняется в зависимости от температуры. Этот факт учтен при расчетах количества введенной энергии за счет электрического тока.

Практическая ценность. В дальнейшем реализация предложенного метода для определения путей растекания тока на математической или физической модели позволит получить данные о количестве введенной электрической энергии в любой точке печи. Так как процесс введения энергии является одним из первых шагов в технологическом процессе получения ферросплавов, то предложенное выше, в свою очередь, позволит проводить дальнейшие расчеты различных параметров как для одного элементарного объема (точки), так и для ванны печи в целом.

Ключевые слова: руднотермическая печь; элементарный объем; пути растекания тока; электрическая энергия.