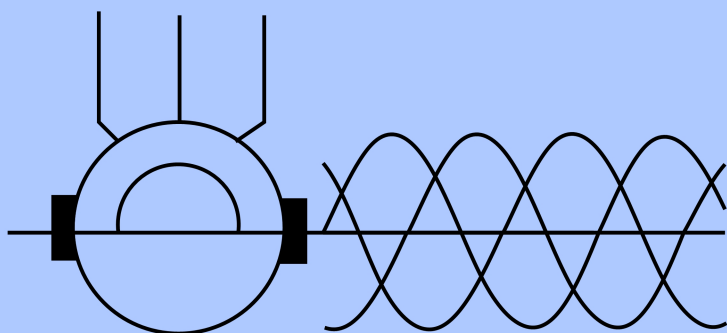
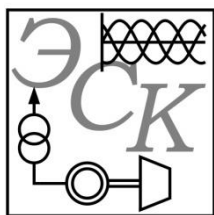


Электротехнические Системы и Комплексы





ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И КОМПЛЕКСЫ

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1996 Г.

№ 4(37), ДЕКАБРЬ 2017

Журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук, а также в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ).

Редакционная коллегия

Председатель редакционной коллегии:

С.И. Лукьянов – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия.

Главный редактор:

В.Р. Храмушин – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия.

Ответственный редактор:

Е.А. Панова – доц., канд. техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия.

Секция теории и практики автоматизированного электропривода:

А.С. Сарваров – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

А.Е. Козярук – проф., д-р техн. наук,
Санкт-Петербургский горный университет,
г. Санкт-Петербург, Россия;

О.А. Кравченко – доц., д-р техн. наук,
ЮРГПУ (НПИ) им. М.И. Платова,
г. Новочеркасск, Россия.

Секция электро- и теплоэнергетики:

А.В. Паздерин – проф., д-р техн. наук,
УрФУ им. первого Президента России
Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия;

Е.Б. Агапитов – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

Н.Ф. Джагаров – проф., д-р техн. наук,
Высшее военно-морское училище
им. Николы Вапцарова, г. Варны, Болгария.

Секция энерго- и ресурсосбережения:

Р.Г. Мугалимов – доц., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

О.И. Осипов – проф., д-р техн. наук,
НИУ «МЭИ», г. Москва, Россия;

В.Н. Мещеряков – проф., д-р техн. наук, ЛГТУ,
г. Липецк, Россия.

Секция электроснабжения:

Г.П. Корнилов – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

Ю.П. Журавлев – канд. техн. наук, гл. энергетик
ОАО «ММК», г. Магнитогорск, Россия.

Секции промышленной электроники, автоматики и систем управления; информационного, математического и программного обеспечения технических систем:

О.С. Логунова – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

С.М. Андреев – доц., канд. техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

Е.Н. Ишметьев – д-р техн. наук,
директор по стратегическому развитию
ЗАО «КонсОМ СКС», г. Магнитогорск, Россия.

Секция электротехнологий в промышленности:

А.М. Зюзев – доц., д-р техн. наук,
УрФУ имени первого Президента России
Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия;

А.Л. Карякин – с.н.с., д-р техн. наук,
УГТУ, г. Екатеринбург, Россия;

И.В. Бочкарев – проф., д-р техн. наук,
Кыргызский государственный технический уни-
верситет им. И. Раззакова, г. Бишкек,
Кыргызстан.

Секция мониторинга, контроля и диагностики электрооборудования:

А.С. Карандаев – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия;

И.М. Ячиков – проф., д-р техн. наук,
МГТУ им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск, Россия.

Технические редакторы:

Н.В. Кутекина – МГТУ им. Г.И. Носова,
г. Магнитогорск, Россия;

Д.А. Савинов – МГТУ им. Г.И. Носова,
г. Магнитогорск, Россия.

© ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И. Носова», 2017

Подписной индекс издания 45083 в объединенном каталоге «Пресса России», том 1.

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-58181 от 29 мая 2014 г.

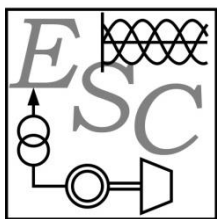
Адрес редакции:

455000, Россия, Челябинская обл., г. Магнитогорск,
пр. Ленина, д. 38. ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И. Носова»
e-mail: ecis.red@gmail.com

Журнал отпечатан на полиграфическом участке
МГТУ им. Г.И. Носова.

455000, г. Магнитогорск, пр. Ленина, 38.

Выход в свет 26.12.2017. Заказ 529. Тираж 500 экз. Цена свободная.



ELECTROTECHNICAL SYSTEMS AND COMPLEXES

PUBLISHED SINCE JAN., 1996

NO. 4(37) DEC., 2017

The journal is included in the List of peer-reviewed scientific issues publishing main results of Ph.D. thesis in Engineering Science, doctoral thesis, and in the database of Russian Scientific Citation Index (RSCI).

Editorial Board

Head of the Editorial Board:

S.I. Luk'yanov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia.

Editor in Chief:

V.R. Khramshin – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia.

Executive Editor:

E.A. Panova – Associate Professor, Ph.D.
(Engineering), NMSTU, Magnitogorsk, Russia.

Secton of Theory and Practice of Automated Electric Drive:

A.S. Sarvarov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

A.E. Kozyaruk – Professor, D.Sc. (Engineering),
St. Petersburg Mining University, St. Petersburg,
Russia;

O.A. Kravchenko – Associate Professor, D.Sc.
(Engineering), SRSPU (NPI), Novocherkassk,
Russia.

Secton of Power Engineerign:

A.V. Pazderin – Professor, D.Sc. (Engineering),
UrFU named after the first President of Russia
B.N.Yeltsin, Ekaterinburg, Russia;

E.B. Agapitov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

N.F. Dzhagarov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NVNA, Varna, Bulgaria.

Secton of Energy- and Resources-Economy:

R.G. Mugalimov – Associate Professor, D.Sc.
(Engineering), NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

O.I. Osipov – Professor, D.Sc. (Engineering),
MPEI, Moscow, Russia;

V.N. Meshcheryakov – Professor, D.Sc.
(Engineering), LSTU, Lipetsk, Russia.

Secton of Electric Power Supply:

G.P. Kornilov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

Yu.P. Zhuravlev – Ph.D. (Engineering), chief
power engineer, MMK OJSC, Magnitogorsk, Russia.

Secton of Power Electronics, Automation and Control Systems; Technical Systems Dataware and Software:

O.S. Logunova – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

S.M. Andreev – Associate Professor, Ph.D.
(Engineering), NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

E.N. Ishmet'ev – D.Sc. (Engineering), director
on strategic development, KonsOM SKS CJSC,
Magnitogorsk, Russia.

Secton of Industrial Electro Technology:

A.M. Zyuzev – Associate Professor, D.Sc.
(Engineering), UrFU named after the first
President of Russia B.N.Yeltsin,
Ekaterinburg, Russia;

A.L. Karyakin – Senior Research Associate, D.Sc.
(Engineering), UFMU, Ekaterinburg, Russia;

I.V. Bochkarev – Professor, D.Sc. (Engineering),
KSTU, Bishkek, Kyrgyzstan.

Secton of Monitoring, Diagnostics and Control of Electric Equipment:

A.S. Karandaev – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

I.M. Yachikov – Professor, D.Sc. (Engineering),
NMSTU, Magnitogorsk, Russia.

Technical Editors:

N.V. Kutekina – NMSTU, Magnitogorsk, Russia;

D.A. Savinov – NMSTU, Magnitogorsk, Russia.

© FSBEI HE NMSTU, 2017

The subscription index of the journal is 45083 in the «Pressa Rossii» union catalog, vol. 1.

The journal is registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology, and Mass Media (Roskomnadzor).

Registration certificate PI No. FS77-58181 on May 29, 2014 .

The publisher:

455000, 38, Lenin ave., Magnitogorsk, Chelyabinsk region, Russia
The Publishing House of Nosov Magnitogorsk State Technical
University
e-mail: ecis.red@gmail.com

Printed by the NMSTU printing section,

38, pr. Lenina, city of Magnitogorsk, 455000, Russia.

Publication date: 26.12.2017. Order 529. Circulation: 500.

Open price.

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	4
<i>Сорокин В.А., Греков Э.Л., Бессонов В.Г.</i>	
Наблюдатель скорости вращения в электроприводе постоянного тока с реверсом магнитного поля.....	4
<i>Поляков В.Н., Плотников Ю.В.</i>	
Динамические свойства DC-DC конвертора как элемента устройства аккумулирования энергии в составе регулируемого электропривода переменного тока	11
<i>Наживин А.Е., Осипов О.И.</i>	
Расчет мощности электродвигателя компенсации потерь стенда испытаний хвостового вала вертолёта	20
ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, АВТОМАТИКА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	27
<i>Жуков Н.А.</i>	
Имитационное моделирование систем управления активными фильтрами	27
<i>Корнилов Г.П., Николаев А.А., Шулепов П.А., Петухова О.И.</i>	
Варианты построения системы автоматического регулирования распределения долей энергетических ресурсов в дуговых печах	32
МОНИТОРИНГ, КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ	38
<i>Брякин И.В., Боцкарев И.В., Келебаев К.К.</i>	
Диагностика параметров электрических машин переменного тока	38
<i>Коваленко Ю.П., Одинцов К.Э., Никифоров Г.В., Мугалимов Р.Г.</i>	
Методика идентификации неисправных измерительных приборов в промышленных электрических сетях	45
ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ	53
<i>Ильгачёв А.Н.</i>	
Учет проводимости боковой стенки и неоднородности проводимости среды ванны круглых многоэлектродных рудно-термических печей	53
ИНФОРМАЦИОННОЕ, МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	61
<i>Аркулис М.Б., Велюс Л.М., Цейтлин М.Н., Логунова О.С.</i>	
Математическая модель и результаты вычислительного эксперимента при исследовании влияния магнитного поля на образование областей ближнего порядка в металлических расплавах	61
КРАТКОЕ СООБЩЕНИЕ	67
<i>Гринкрug М.С., Новгородов Н.А., Ткачёва Н.А.</i>	
Основные проблемы, возникающие при проектировании волновых электростанций и пути их преодоления	67
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ	71

CONTENT

THEORY AND PRACTICE OF AUTOMATED ELECTRIC DRIVE	4
<i>Sorokin V.A., Grekov E.L., Bessonov V.G.</i>	
An Observer of the Rotor Speed in a DC Electric Drive with a Magnetic Field Reversal	4
<i>Polyakov V.N., Plotnikov Yu.V.</i>	
Dynamic Properties of the DC-DC Converter as an Element of Energy Storage Device in the Composition of Frequency-Controlled Electric Drive	11
<i>Nazhivin A.E., Osipov O.I.</i>	
Power Calculation of the Electric Motor of Losses Compensation of Test Stand of Helicopter Tail Shaft	20
POWER ELECTRONICS, AUTOMATION AND CONTROL SYSTEMS	27
<i>Zhukov N.A.</i>	
Simulation Modeling of Active Filters Control System	27
<i>Kornilov G.P., Nikolaev A.A., Shulepov P.A., Petukhova O.I.</i>	
Development of Automatic Control System aimed at Distribution of Energy Resources in Arc Furnaces	32
MONITORING, DIAGNOSTICS AND CONTROL OF ELECTRIC EQUIPMENT	38
<i>Bryakin I.V., Bochkarev I.V., Kelebaev K.K.</i>	
Diagnostics of Parameters of AC Electric Machines	38
<i>Kovalenko Yu.P., Odintsov K.E., Nikiforov G.V., Mugalimov R.G.</i>	
Detection Technique of Faulty Metering Instruments in Industrial Electric Networks	45
INDUSTRIAL ELECTRO TECHNOLOGY	53
<i>Ilgachev A.N.</i>	
Accounting of Sidewall Influence and Medium Conductance Non-uniformity in the Multi-electrode Round Furnace Bath	53
TECHNICAL SYSTEMS DATAWARE AND SOFTWARE	61
<i>Arkulis M.B., Velus L.M., Tseitlin M.N., Logunova O.S.</i>	
Mathematical Model and Results of a Numerical Swarm Experiment on the Effect of a Magnetic Field on the Formation of Short-range Order Regions in Metallic Melts	61
BRIEF COMMUNICATION	67
<i>Grinkrug M.S., Novgorodov N.A., Tkachova N.A.</i>	
Main Problems Arising in the Design of Wave Power Plants and Ways to Overcome it	67
INFORMATION ABOUT THE AUTHORS	71

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

УДК 621.3

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-4-10](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-4-10)

Сорокин В.А., Греков Э.Л., Бессонов В.Г.

Оренбургский государственный университет

НАБЛЮДАТЕЛЬ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ
ПОСТОЯННОГО ТОКА С РЕВЕРСОМ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В статье рассматривается способ косвенного вычисления скорости вращения двигателя в электроприводах постоянного тока, где реверс и торможение осуществляется изменением магнитного потока. В данных электроприводах определение скорости через электрические переменные системы (ток якорной цепи, напряжение на якоре, ЭДС) является недостаточно точным, так как при осуществлении реверсов и торможений происходит снижение магнитного потока до нулевого значения. Это приводит к возникновению значительной ошибки вычисления скорости. Для устранения данного недостатка предлагается использовать наблюдатель с переключающейся структурой. Он содержит две модели вычисления скорости. Одна модель осуществляет расчет скорости по электрическим переменным двигателя. Другая, представляющая собой модель механической части электропривода, осуществляет расчет скорости на основе уравнения движения электропривода. Предложена структура наблюдателя, описан принцип его действия. Рассмотрены линеаризованные структурные схемы замкнутой системы управления электропривода «Регулируемый источник тока – двигатель» в различных режимах работы наблюдателя. Синтезирован регулятор скорости и даны рекомендации по расчету его параметров при работе наблюдателя по электрическим и магнитным переменным двигателя. Проверена устойчивость системы электропривода в других режимах. Разработана имитационная модель предложенной системы управления в системе *MatLab Simulink*. Приведены экспериментальные осциллограммы, подтверждающие теоретические положения и адекватность моделирования. Проверена работоспособность системы управления электроприводом с обратной связью от наблюдателя при изменении момента инерции механизма и статического момента нагрузки. В заключение сделан вывод о возможности применения предложенной бездатчиковой системы в электроприводах механизмов поворота и подъема карьерных экскаваторов.

Ключевые слова: магнитный поток, скорость, переключающаяся структура, наблюдатель, реверс, момент инерции, обратная связь.

ВВЕДЕНИЕ

Электроприводы основных механизмов одноковшовых экскаваторов, оснащенные двигателями постоянного тока, как правило, построены по двум системам: «Генератор – двигатель» (Г-Д) и «Тиристорный преобразователь – двигатель» (ТП-Д). В данных системах управление скоростью и моментом по величине и направлению осуществляется регулированием напряжения якоря двигателя по величине и полярности [1, 2]. Этот способ построения системы автоматического управления обеспечивает необходимый диапазон регулирования скорости, жесткость механических характеристик и рекуперацию энергии. Данные системы позволяют обходиться без обратной связи по скорости и являются более удобными в эксплуатации.

С целью снижения затрат на силовой преобразователь целесообразно в цепь якоря двигателя включать неревверсивный вентильный преобразователь, а реверс двигателя осуществлять изменением направления тока в обмотке возбуждения [3-5]. Таким образом можно перейти от системы ТП-Д к системе «Регулируемый источник тока – двигатель» (РИТ-Д) [6, 7]. Для обеспечения управляемости как по заданию, так и по нагрузке в данной системе необходимо наличие датчика скорости [8]. Целью работы является разработка способа косвенного вычисления скорости в электроприводах постоянного тока с реверсом магнитного потока.

ОСНОВНАЯ ПРОБЛЕМА

Система уравнений, позволяющая оценить скорость вращения двигателя постоянного тока при из-

вестных мгновенных значениях электрических и магнитных переменных, имеет вид

$$\begin{cases} e = u - i_a \cdot R_a - L_a \cdot \frac{di_a}{dt}; \\ k\Phi = f(i_b); \\ \omega = \frac{e}{k\Phi}, \end{cases} \quad (1)$$

где u – напряжение на якоре; i_a – ток, протекающий по якорной цепи; e – ЭДС двигателя; Φ – магнитный поток; k – конструктивный коэффициент двигателя; i_b – ток возбуждения; ω – угловая скорость вращения вала двигателя; R_a и L_a – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи соответственно; $f(i_b)$ – нелинейная функция, учитывающая насыщение магнитной цепи.

Структурная схема блока косвенного вычисления скорости, построенная на основе системы уравнений (1), представлена на рис. 1 [9].

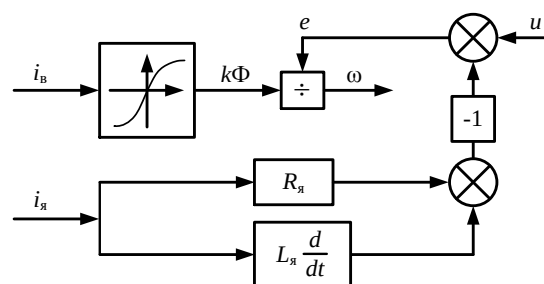


Рис. 1. Структурная схема косвенного вычисления скорости

В системе ТП-Д, где реверс осуществляется изменением полярности напряжения якоря двигателя, а магнитный поток не изменяется (регулирование в первой зоне), вычисление скорости не представляет собой сложную задачу. Анализируя систему уравнений и структурную схему, можно выявить основную проблему. Применение данного способа в системе РИТ-Д, где реверс и торможение осуществляются изменением полярности магнитного потока, затруднительно, так как снижение магнитного потока до нуля приводит к значительному увеличению ошибки вычисления скорости.

РЕШЕНИЕ ПОСТАВЛЕННОЙ ЗАДАЧИ

На рис. 2 представлена функциональная схема рассматриваемой системы РИТ-Д.

Система содержит два канала управления, основным из которых является реверсивный канал управления возбуждением двигателя и вспомогательный – быстродействующий, нереверсивный канал управления током якоря. В установившихся режимах работы система управления работает так же, как обычная система подчиненного регулирования, за исключением того, что при изменении знака напряжения на выходе регулятора скорости (РС) изменяется знак напряжения задания на ток возбуждения при неизменном знаке напряжения на выходе функционального преобразователя (ФП). Целесообразная форма характеристики ФП определяется характером статической нагрузки электропривода. Логическое переключающее устройство (ЛПУ) необходимо для полного устранения ложных выбросов момента, возникающих в результате разницы в быстродействии контуров регулирования тока якоря и тока возбуждения [3, 10].

Его назначение состоит в том, чтобы на вход регулятора тока (РТЯ) подавать сигнал, равный нулю, если знаки задания на ток возбуждения и рассчитанного магнитного потока противоположны друг другу.

На рис. 3 представлены осциллограммы работы системы РИТ-Д, где в качестве датчика обратной связи по скорости использовался квадратурный энкодер. Экспериментальные исследования проводились на испытательном стенде, состоящем из исследуемого двигателя ДПЭ-52 ($P_H = 54$ кВт, $I_H = 150$ А, $n_H = 1200$ об/мин, $U_H = 395$ В, $I_{BH} = 10$ А, $U_{BH} = 85$ В, $\eta_H = 91\%$) и нагрузочной машины, представляющей собой генератор постоянного тока ПЭМ141-4К-2У2 ($P_H = 250$ кВт, $I_H = 397$ А, $n_H = 1000$ об/мин, $U_H = 630$ В, $I_{BH} = 12$ А, $U_{BH} = 30$ В).

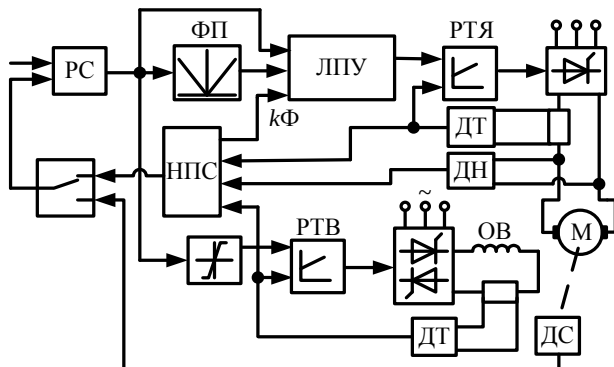


Рис. 2. Функциональная схема системы РИТ-Д

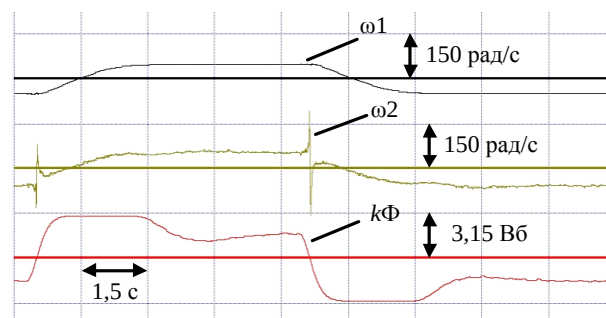


Рис. 3. Осциллограммы работы системы РИТ-Д (ω_1 – скорость, измеряемая квадратурным энкодером, ω_2 – вычисляемая скорость по рис. 1, $k\Phi$ – магнитный поток с учетом конструктивного коэффициента двигателя)

Суммарный момент инерции системы составлял $17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Вычисление магнитного потока осуществлялось путем пересчета универсальной кривой намагничивания на исследуемый двигатель с последующим фильтрованием вычисленного магнитного потока [11, 12]. В качестве фильтра использовалось цифровое инерционное звено, постоянная времени которого учитывала влияние вихревых токов.

Из приведенных осциллограмм видно, что в моменты реверса магнитного потока скорость, вычисляемая косвенным путем, изменяется скачкообразно при приближении и переходе магнитного потока через нулевое значение.

Для устранения ошибки предлагается использовать наблюдатель с переключающейся структурой (НПС). На рис. 4 представлена его имитационная модель, построенная в системе *MatLab Simulink*. В зависимости от величины магнитного потока скорость вычисляется либо через электрические параметры согласно рис. 1, либо через модель механической части электропривода, которая описывается уравнением

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (2)$$

где M – электромагнитный момент двигателя, Н·м; M_c – статический момент нагрузки, Н·м; J – суммарный момент инерции электропривода, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$.

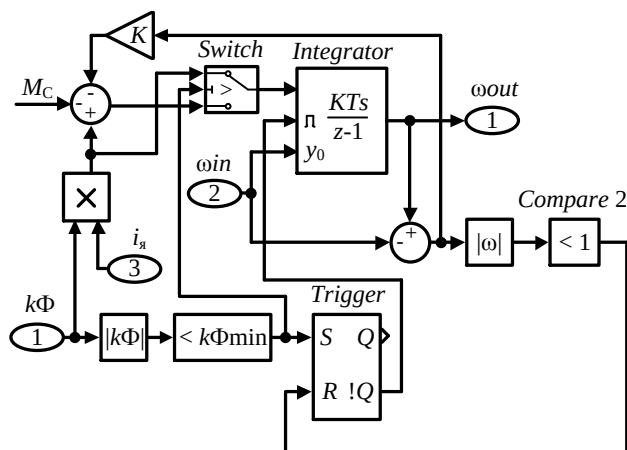


Рис. 4. Имитационная модель наблюдателя с переключающейся структурой

Блок «*Integrator*» является цифровой моделью механической части электропривода. Входным сигналом интегратора является электромагнитный момент, получаемый путем перемножения тока якорной цепи « i_{α} » и магнитного потока « $k\Phi$ », рассчитанного по модели, структурная схема которой представлена на **рис. 1**.

$$\omega = \frac{1}{J} \cdot \int [i_{\text{я}} \cdot k\Phi] dt. \quad (3)$$

На вход интегратора в качестве начального условия подается скорость вращения « ω_{in} », вычисленная через электрические параметры системы. Если магнитный поток « $k\Phi$ » больше (по модулю), чем уставка минимального потока « $k\Phi_{min}$ », то на выходе « $!Q$ » триггера формируется сигнал логической «1» и интегратор находится в сброшенном состоянии. Выходная скорость « ω_{out} » при этом соответствует скорости « ω_{in} » [9].

Рассмотрим работу НПС при осуществлении реверса магнитного потока. При снижении потока ниже уставки *RS* триггер переключается, формируя сигнал на включение интегратора. Одновременно с этим на вход интегратора начинает поступать сигнал, соответствующий электромагнитному моменту двигателя и вычисляемый блоком «*Product*». При достижении магнитным потоком значения большего, чем «*kΦ_{min}*», блок «*Switch*» переключается и на вход интегратора подается динамический момент и дополнительный сигнал рассогласования скоростей, вычисляемых разными моделями наблюдателя. Эта связь приводит в соответствие выходной сигнал модели механической части к рассчитанной скорости по электрическим параметрам для бесступенчатого переключения наблюдателя. Последующий сброс интегратора осуществляется при достижении рассогласования скоростей меньше установленной величины, которая задается в блоке «*Compare 2*».

Статический момент нагрузки вычисляется по уравнению (2) в процессе работы наблюдателя при потоке больше, чем « kF_{min} », фиксируется при снижении потока меньше, чем « kF_{min} » и остается постоянным до последующего сброса интегратора.

При синтезе регулятора скорости целесообразно рассмотреть 3 режима работы НПС: 1 режим – работа с магнитным потоком больше « $k\Phi_{min}$ » (вычисление скорости осуществляется по электрическим сигналам двигателя), 2 режим – работа с магнитным потоком меньше « $k\Phi_{min}$ » (вычисление скорости осуществляется по модели механической части электропривода), 3 режим – комбинированный, учитывающий связь, которая приводит в соответствие выходной сигнал модели механической части к расчетной скорости по электрическим переменным. На **рис. 5** представлена структурная схема системы при работе НПС в 1 режиме.

На **рис. 5** приняты следующие обозначения: ω_3 – задание на скорость, $I_{Я,3}$, $I_{В,3}$ – задание на ток якоря и ток возбуждения соответственно, $K_{ОСТ}$, $K_{ОТВ}$, $K_{ОСС}$ – коэффициенты обратных связей по току якоря, току возбуждения и скорости соответственно, T_μ – некомпенсированные постоянные времени контуров регулирования тока якоря и тока возбуждения (для упрощения в обоих контурах значения T_μ принимаются равными), K_2 – коэффициент пропорциональности между заданиями на токи, T_Φ , $T_{ВТ}$ – постоянные времени фильтра и вихревых токов соответственно, K_Φ – линеаризованный коэффициент пропорциональности между током возбуждения I_B и магнитным потоком $k\Phi$.

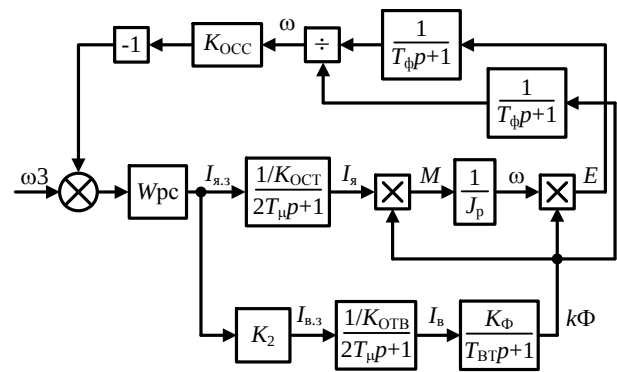


Рис. 5. Структурная схема системы при работе НПС в 1 режиме

При построении структурной схемы были приняты следующие допущения:

- 1) отсутствует насыщение магнитной цепи двигателя;
- 2) контуры тока якоря и тока возбуждения, настроенные на технический оптимум, представлены в виде апериодических звеньев;
- 3) положительная связь по ЭДС внутри контура тока якоря полностью скомпенсирована.

Обычно обратную связь по ЭДС внутри контура тока якоря игнорируют либо компенсируют. В данном случае компенсация необходима, так как магнитный поток изменяется в значительных пределах, что, совместно с изменением скорости вращения, приводит к значительной динамической ошибке. В цепь обратной связи по ЭДС включен фильтр для уменьшения высокочастотных колебаний сигнала в процессе расчета. Для компенсации действия фильтра в цепи расчетного магнитного потока присутствует такой же фильтр.

Как видно, структурная схема нелинейная, так как содержит два умножения и одно деление. Линеаризуем систему в окрестности точек $k\Phi_0$, ω_0 , $I_{я0}$, E_0 согласно уравнениям:

$$\Delta M = \Delta k \Phi \cdot I_{\text{я}0} + \Delta I_{\text{я}0} \cdot k \Phi_0, \quad (4)$$

$$\Delta E = \Delta k \Phi \cdot \omega_0 + \Delta \omega \cdot k \Phi_0, \quad (5)$$

$$\Delta\omega = \frac{\Delta E}{k\Phi_0} - \frac{\Delta k\Phi \cdot E_0}{k\Phi_0^2}. \quad (6)$$

Передаточная функция объекта регулирования имеет вид

$$W_{\text{op}} = K_1 \frac{T_1 p + 1}{(2T_u p + 1) \cdot (T_{\text{BT}} p + 1) \cdot p}, \quad (7)$$

$$K_1 = \frac{k\Phi_0^2 K_{\text{OTB}} + I_{\text{я0}} k\Phi_0 K_2 K_{\text{OCT}} K_{\Phi}}{K_{\text{OCT}} \cdot K_{\text{OTB}} \cdot Jk\Phi_0}, \quad (8)$$

$$T_1 = \frac{k\Phi_0^2 K_{\text{OTB}} T_{\text{BT}} + J\omega_0 K_2 K_{\text{OCT}} K_\Phi}{k\Phi_0^2 K_{\text{OTB}} + I_{\text{g0}} k\Phi_0 K_2 K_{\text{OCT}} K_\Phi} - \frac{K_{11}}{K_1}, \quad (9)$$

$$K_{11} = \frac{K_2 \cdot E_0 \cdot K_\Phi}{K_{\text{OTR}} \cdot k\Phi_0^2}. \quad (10)$$

Желаемая передаточная функция

$$W_{\text{ж1}} = \frac{1}{T_{\text{ж}P} \cdot (2T_{\text{уп}}P + 1) \cdot (T_{\text{ф}P}P + 1)}. \quad (11)$$

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{PC} = \frac{W_{\text{ж1}} \cdot (T_{\Phi} p + 1)}{W_{\text{OD}} \cdot K_{\text{QCC}}} = K_{\text{PC1}} \cdot \frac{T_{\text{BT}} p + 1}{T_1 p + 1}, \quad (12)$$

$$K_{\text{PC1}} = \frac{1}{T_{*} \cdot K_1 \cdot K_{\text{OCC}}}. \quad (13)$$

На **рис. 6** представлена структурная схема системы при работе НПС во 2-м режиме.

J_1 – момент инерции модели механической части электропривода. После линеаризации системы в окрестности точек $k\Phi_0$, ω_0 , I_{α_0} , E_0 передаточная функция объекта регулирования имеет вид:

$$W_{\text{op}} = K \cdot \frac{T_2 p + 1}{(2T_u p + 1) \cdot (T_{\text{BT}} p + 1)}. \quad (14)$$

$$K = \frac{k\Phi_0 \cdot K_{\text{OTB}} + K_2 \cdot K_{\text{OCT}} \cdot K_{\Phi} \cdot I_{\text{я0}}}{K_{\text{OCT}} \cdot K_{\text{OTB}}}, \quad (15)$$

$$T_2 = \frac{k\Phi_0 \cdot K_{OTB} \cdot T_{BT}}{k\Phi_0 \cdot K_{OTB} + K_2 \cdot K_{OCT} \cdot K_{\Phi} \cdot I_{\text{я0}}}. \quad (16)$$

Желаемая передаточная функция

$$W_{\kappa 2} = \frac{1}{T_{\kappa} p \cdot (2T_{\mu} p + 1)}. \quad (17)$$

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{PC} = \frac{W_{j2} \cdot J_1}{W_{on} \cdot K_{QCC}} = K_{PC2} \cdot \frac{T_{BT} p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (18)$$

$$K_{\text{PC2}} = \frac{J_1}{T_* \cdot K \cdot K_{\text{OCC}}} . \quad (19)$$

На **рис. 7** представлена структурная схема системы при работе НПС в 3-м режиме, где K_d – коэффициент связи, приводящий в соответствие выходной сигнал модели механической части к рассчитанной скорости по электрическим параметрам.

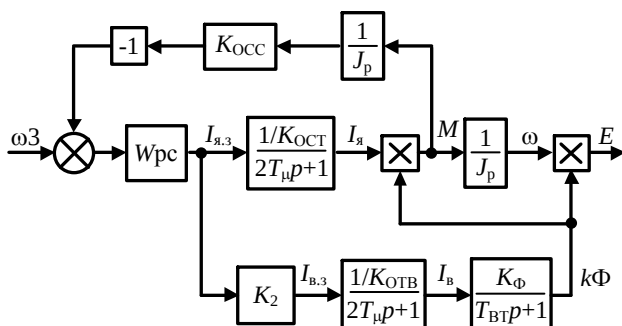


Рис. 6. Структурная схема системы при работе НПС во 2 режиме

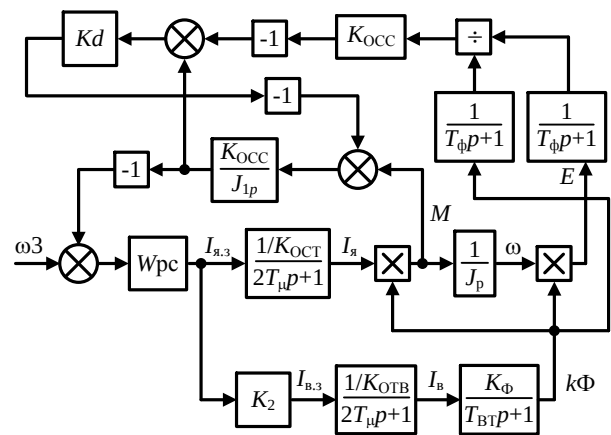


Рис. 7. Структурная схема системы при работе НПС в 3 режиме

Передаточная функция объекта регулирования с компенсационной обратной связью имеет вид

$$W_{\text{op}} = \frac{K_3 T_3 T_{\phi} p^3 + p^2 (K_3 T_3 + K_3 T_{\phi}) + p(K_3 + K_1 K_{\text{OCC}} K d T_1) + K_1 K_{\text{OCC}} K d}{p(2T_{\mu} p + 1)(T_{\text{BT}} p + 1)(T_{\phi} p + 1)} \cdot \frac{1/Kd}{T_4 p + 1}, \quad (20)$$

$$K_3 = \frac{k\Phi_0 \cdot K_{OTB} + I_{я0} \cdot k\Phi_0 \cdot K_2 \cdot K_{OCT} \cdot K_{\Phi}}{K_{OCT} \cdot K_{OTB}}, \quad (21)$$

$$T_3 = \frac{k\Phi_0 \cdot K_{OTB} \cdot T_{BT}}{k\Phi_0 \cdot K_{OTB} + I_{g0} \cdot k\Phi_0 \cdot K_2 \cdot K_{OCT} \cdot K_{\Phi}}, \quad (22)$$

$$T_4 = \frac{J_1}{K_{\text{occ}} \cdot K_d}. \quad (23)$$

Как видно из (20), при настройке на технический оптимум передаточная функция регулятора скорости будет иметь значительное количество динамических звеньев, что делает реализацию регулятора затруднительной. Ввиду того, что длительность переходных процессов во 2-м и 3-м режимах работы НПС, как правило, кратковременна, имеет смысл использовать один регулятор на все режимы, который будет настроен по формулам (7)–(13).

При настройке регулятора в 1-м режиме работы постоянную времени инерционной составляющей регулятора и коэффициент усиления рекомендуется рассчитывать, проводя линеаризацию в окрестности номинальных значений $k\Phi_0$, ω_0 , $I_{я0}$, E_0 . Во 2-м и 3-м режимах необходимо проверить систему на устойчивость, при этом во 2-м режиме работы в окрестности значений стопорного тока и минимального магнитного потока, в 3-м режиме в окрестности номинальных значений $k\Phi_0$, ω_0 , E_0 и стопорного значения тока якоря. На **рис. 8** представлены логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) разомкнутой скорректированной системы при использовании регулятора 1-го режима при работе во 2-м и 3-м режимах. Расчет параметров системы осуществлялся для лабораторного стенда, описанного выше.

Анализируя ЛАЧХ, можно сделать вывод, что система, при использовании регулятора с настройками для 1-го режима, является устойчивой и во 2-м, и 3-м режимах. На **рис. 9** представлены переходные характеристики 3 режимов работы НПС с настройками регулятора для 1-го режима и линеаризации в окрестностях точек, значения которых соответствуют режимам работы.

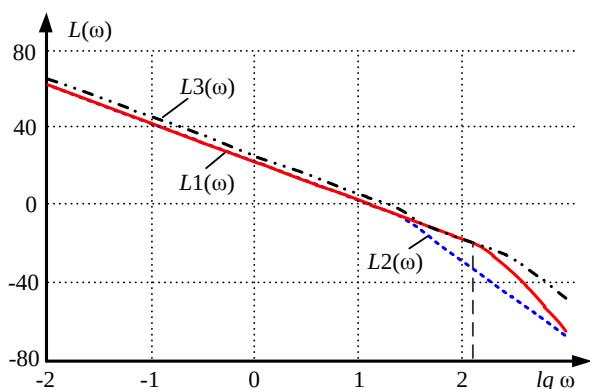


Рис. 8. ЛАЧХ разомкнутой скорректированной системы ($L1(\omega)$ – 1 режим, $L2(\omega)$ – 2 режим, $L3(\omega)$ – 3 режим)

Из рис. 9 видно, что переходной процесс во 2-м режиме длится несколько дольше, чем в первом, 3-й режим обладает наибольшим перерегулированием. В любом режиме качество переходных процессов удовлетворительное.

На рис. 10 представлены осциллограммы работы имитационной модели системы РИТ-Д, где в качестве датчика обратной связи по скорости используется НПС. Значение логической «1» сигнала «Trigger» соответствует работе интегратора. Значение логического «0» сигнала «Фmin» соответствует интегрированию входной величины, равной рассогласованию между динамическим моментом и компенсационной обратной связью.

На рис. 11, 12 представлены реальные осциллограммы работы системы РИТ-Д, полученные на физической установке, где в качестве датчика обратной связи по скорости используется НПС. Высокий уровень сигнала «Trigger» соответствует вычислению скорости через модель механической части электропривода. Сопоставляя результаты моделирования и экспериментальных исследований (рис. 10, 12), можно сделать вывод об адекватности разработанной имитационной модели системы РИТ-Д с НПС.

В рамках данной работы на имитационной модели было проведено исследование поведения системы при различных суммарных моментах инерции электропривода, но при неизменном моменте инерции наблюдателя. Моделирование проводилось при следующих параметрах: на валу двигателя действует реактивный момент нагрузки, составляющий 10% от номинального момента двигателя.

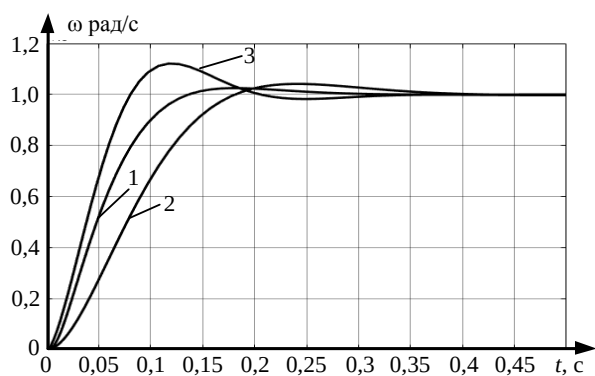


Рис. 9. Переходные характеристики 3 режимов работы НПС (1, 2, 3 – режимы работы соответственно)

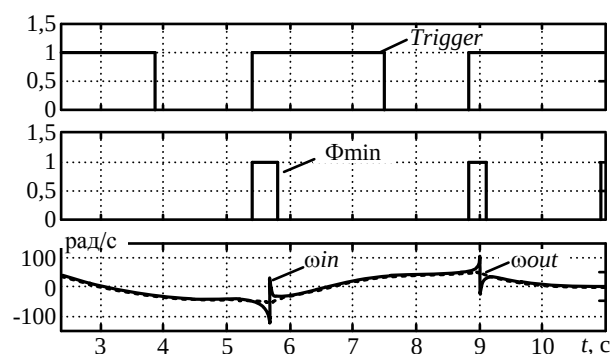


Рис. 10. Осциллограммы работы имитационной модели системы РИТ-Д

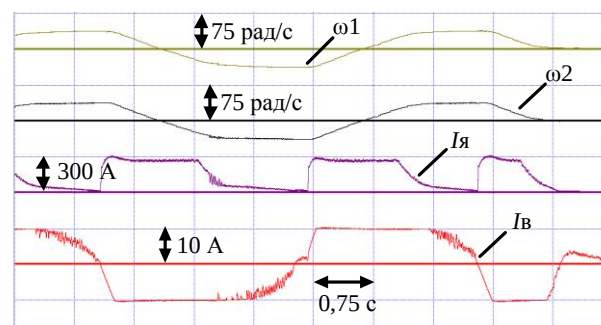


Рис. 11. Экспериментальные осциллограммы работы системы РИТ-Д с НПС ($\omega1$ – скорость вращения, определяемая датчиком скорости; $\omega2$ – скорость вращения, определяемая НПС; $Iя$ – ток якоря, $Iв$ – ток возбуждения)

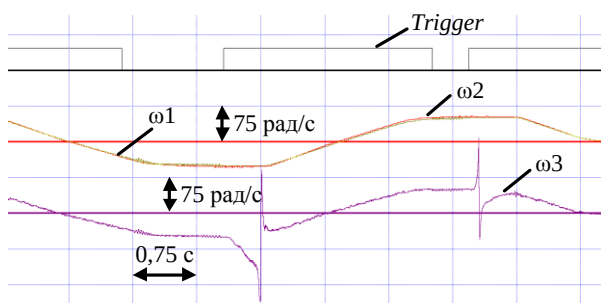


Рис. 12. Экспериментальные осциллограммы работы системы РИТ-Д с НПС ($\omega1$ – скорость вращения, определяемая наблюдателем с переключающейся структурой; $\omega2$ – скорость вращения, определяемая датчиком скорости; $\omega3$ – скорость вращения, вычисляемая через электрические параметры)

На рис. 13 представлены осциллограммы изменения (пуск, реверс, торможение) скорости при различных соотношениях суммарного момента инерции электропривода и момента инерции НПС. Момент инерции модели механической части электропривода J_{int} составлял $17 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

На рис. 14 представлены результаты работы имитационной модели системы при изменении статического момента нагрузки. Наибольшее рассогласование скоростей наблюдается в первые моменты времени после изменении знака статического момента нагрузки ($t = 6 \text{ с}$) и не превышает $1,8 \text{ рад/с}$.

На рис. 15 представлены результаты имитационного моделирования электропривода по системе РИТ-Д при работе с активной нагрузкой на валу двигателя. Статический момент нагрузки равен номинальному моменту двигателя.

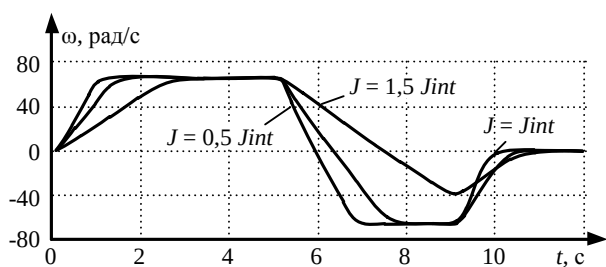


Рис. 13. Осциллограммы скорости вращения при различных соотношениях суммарного момента инерции электропривода и момента инерции НПС (пуск, реверс, торможение), полученные на имитационной модели

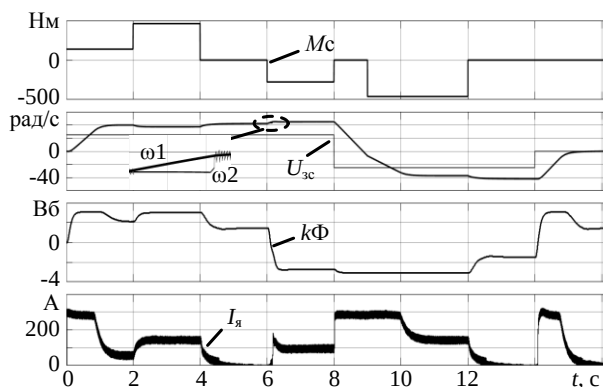


Рис. 14. Осциллограммы работы имитационной модели при изменении статического момента нагрузки (ω_1 – скорость вращения, определяемая датчиком скорости; ω_2 – скорость вращения, определяемая НПС; U_{zc} – масштабированное задание на скорость)

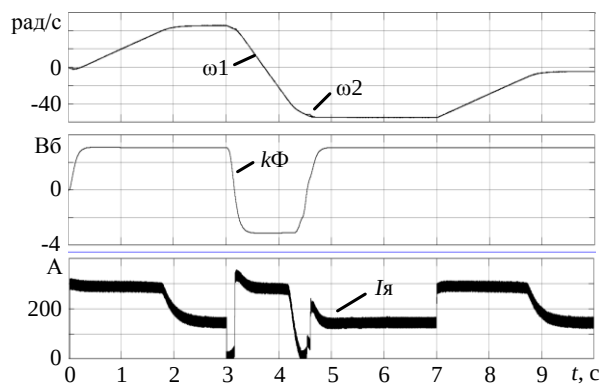


Рис. 15. Осциллограммы работы системы РИТ-Д с активной нагрузкой (ω_1 – скорость вращения, определяемая датчиком скорости, ω_2 – скорость вращения, определяемая наблюдателем)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение наблюдателя с переключающейся структурой устраняет скачкообразные изменения рассчитанной скорости при приближении и переходе магнитно-

го потока через нулевое значение. Анализируя результаты имитационного моделирования (см. рис. 13-15), можно сделать следующий вывод: предложенный способ косвенного вычисления скорости позволяет применить бездатчиковую систему РИТ-Д в электроприводе механизма поворота экскаватора, где присутствует небольшой статический момент на валу двигателя при значительном изменении момента инерции механизма в цикле экскавации, а также в электроприводе механизма подъема, так как обеспечивает управляемость по заданию и по возмущению при активном моменте нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Остриров В.Н., Микитченко А.Я. Современное состояние и тенденции развития электроприводов горных машин открытых разработок // Электропривод экскаваторов: доклады научно-практического семинара, 3 февр. 2004 г., Москва. М.: Изд-во МЭИ, 2004. С. 10-33. ISBN 5-7046-1039-0
2. Thyristor Control of Electric Drives V. Subrahmanyam. Tata McGraw-Hill Education, 1987. 410 p. ISBN 0-0746-0341-8
3. Усынин Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие. 2-е изд., испр. и доп. Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. 328 с.
4. Schröder D (2009) Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen. Springer, Berlin. ISBN 978-3-540-89612-8
5. A New Speed-Control System for DC Motors and its Application to Elevators. Inaba, H., Onoda, Y., Shima, S., (...), Sakai, Y., Maekawa, T. 1980 IEEE Transactions on Industry Applications IA-16(2). P. 179-185.
6. Усманов А.М. Разработка и исследование электроприводов основных механизмов экскаваторов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1977.
7. Микитченко А.Я. Разработка и исследование экскаваторного тиристорного электропривода с улучшенными энергетическими показателями: дис. ... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1978.
8. Электропривод по системе РИТ-Д для бурового станка. Современное состояние и перспективы развития механизации и электрификации горного и нефтегазового производства / Микитченко А.Я., Сафощин В.В., Артемов А.А., Бирюков Ю.А. // Записки горного института; Санкт-Петербургский государственный институт (технический университет). СПб., 2004. С. 118-121. ISBN 5-94211-183-9
9. Сорокин В.А. Способ косвенного вычисления скорости в электроприводе постоянного тока с реверсом поля двигателя // Труды VIII Всероссийской научно-технической конференции: «Энергетика: состояние, проблемы, перспективы». Оренбург: ООО «Агентство «Пресса», 2016. С. 210-212. ISBN 978-5-91854-236-1
10. Сорокин В.А. Система управления электроприводом постоянного тока с реверсом поля двигателя // Труды Всероссийской научно-технической конференции: «Энергетика: состояние, проблемы, перспективы». Оренбург: ООО ИПК «Университет», 2012. С. 318-321. ISBN 978-5-4417-0090-0
11. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. 6-е изд., испр. М.: Энергия, 1977.
12. Лебедев Е.Д. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.

Поступила в редакцию 27 апреля 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

AN OBSERVER OF THE ROTOR SPEED IN A DC ELECTRIC DRIVE WITH A MAGNETIC FIELD REVERSAL

Victor A. Sorokin

Assistant Professor, Department of automated electric drive, electromechanical and electrical engineering, Orenburg State University, Orenburg, Russia. E-mail: sorokin_va@mail.ru

Eduard L. Grekov

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Department of automated electric drive, electromechanical and electrical engineering, Orenburg State University, Orenburg, Russia. E-mail: aeptpm@rambler.ru

Vasily G. Bessonov

Ph.D. (Eng.), Assistant Professor, Department of automated electric drive, electromechanical and electrical engineering, Orenburg State University, Orenburg, Russia. E-mail: bessonov_vg@mail.ru

The article deals with the method of indirect speed calculation in DC electric drives where the reverse and braking is performed by changing the magnetic flux. In these electric drives, determination of speed through electrical parameters of the system (armature current, armature voltage, EMF) is not accurate enough since reversal and braking processes reduce the magnetic flux to zero. This leads to a significant calculation error. To correct this disadvantage, it is proposed to use an observer with a switching structure, which contains two models of speed calculation. One model calculates the speed by the electric signals of the motor. Another one, which is a model of the mechanical part of the electric drive, calculates the speed based on the equation of motion of the electric drive. The structure of the observer is proposed and the principle of its operation is described. Linearized structural circuits of the closed control system of the electric drive "Adjustable current source – motor" are considered in various modes of operation of the observer. The speed controller is synthesized and recommendations are given on the calculation of its parameters when the observer is controlled by the electric and magnetic variables of the motor. The stability of the electric drive system in other modes has been verified. A simulation model of the system "Adjustable current source – motor" was developed in the system MatLab Simulink. Experimental oscillograms confirming the theoretical positions and the adequacy of the simulation are presented. The efficiency of the electric drive control system with feedback from the observer is checked when the moment of inertia of the mechanism changes, the static load moment. Thus, the conclusion is made about the possibility of using the proposed sensorless system in electric drives for turning and lifting of mining excavators.

Keywords: Magnetic flux, speed, switchable structure, observer, revers, moment of inertia, feedback.

REFERENCES

- Ostrirov V.N., Mikitchenko A.Ya. Current status and development trends of electric drives of mining machines open-pit mining. *Electric drives of excavators: reports of the scientific – practical seminar*, 3 Feb. 2004, Moscow, Publishing house of MEI, 2004, pp. 10-33. ISBN 5-7046-1039-0 (In Russian)
- Thyristor Control of Electric Drives V. Subrahmanyam Tata McGraw-Hill Education, 1987. 410 p. ISBN 0-0746-0341-8
- Usynin Yu.S. *Sistemy upravleniya elektropriwodov* [Control systems of electric drives]: Teaching aid. 2nd corrected and enlarged edition. Chelyabinsk: Publishing house SUSU, 2004. 328 p. (In Russian)
- Schröder D (2009) *Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Berlin. ISBN 978-3-540-89612-8
- A New Speed-Control System for DC Motors and its Application to Elevators. Inaba, H., Onoda, Y., Shima, S., (...), Sakai, Y., Maekawa, T. 1980 IEEE Transactions on Industry Applications IA-16(2), pp. 179-185.
- Usmanov A.M. *Razrabotka i issledovanie elektropriwodov osnovnykh mekhanizmov ekskavatorov* [Development and research of electric drives of the main mechanisms of excavators]. Extended abstract of Ph.D. dissertation. Moscow, 1977. (In Russian)
- Mikitchenko A.Ya. *Razrabotka i issledovanie ekskavatornogo tiristornogo elektropriroda s uluchshennymi energeticheskimi pokazatelyami* [Development and research of the excavator thyristor electric drive with improved power indicators]: Ph.D. dissertation. Moscow, 1978. (In Russian)
- Mikitchenko A.Ya., Safoshin V.V., Artyomov A.A., Biryukov Yu. A. Electric drive on the "Adjustable current source – motor" system for the drilling rig. Current state and prospects of development of mechanization and electrification mountain and oil and gas mining. *Proceedings of the mining institute*. St-Petersburg state institute (technical university). SPb., 2004, pp. 118-121. ISBN 5-94211-183-9 (In Russian)
- Sorokin V.A. A way of indirect calculation of speed in the electric drive of direct current with a reverse of the engine field. *Proceedings of VIII All-Russian scientific and technical conference: "Power: state, problems, prospects"*. Orenburg: LLC Pressa Agency, 2016, pp. 210-212. ISBN 978-5-91854-236-1 (In Russian)
- Sorokin V.A. Control system of the DC electric drive with a reverse of the engine field. *Proceedings of the All-Russian scientific and technical conference: "Power: state, problems, prospects"*. Orenburg: LLC IPK University, 2012, pp. 318-321. ISBN 978-5-4417-0090-0 (In Russian)
- Veshenevsky S.N. *Kharakteristiki dviagteley v elektroprirode* [Characteristics of engines in the electric drive]. Prod. the 6th, corrected. Moscow: Energy, 1977. (In Russian)
- Lebedev E.D. *Upravlenie ventilnymi elektroprivodami postoyannogo toka* [Control of DC electric drive systems]. Moscow: Energy, 1970. (In Russian)

Сорокин В.А., Греков Э.Л., Бессонов В.Г. Наблюдатель скорости вращения в электроприводе постоянного тока с реверсом магнитного поля // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 4-10. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-4-10](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-4-10)

Sorokin V.A., Grekov E.L., Bessonov V.G. An Observer of the Rotor Speed in a DC Electric Drive with a Magnetic Field Reversal. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 4-10. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-4-10](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-4-10)

Поляков В.Н., Плотников Ю.В.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА DC-DC КОНВЕРТОРА КАК ЭЛЕМЕНТА УСТРОЙСТВА АККУМУЛИРОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В СОСТАВЕ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В статье представлены результаты исследования свойств *DC-DC* конвертора как элемента устройства аккумуляции энергии, входящего в состав регулируемого электропривода переменного тока, работающего с большим числом включений в час при наличии интенсивных пусковых и тормозных режимов. В качестве элемента аккумуляции энергии использован суперконденсатор, подключенный к звену постоянного тока двухзвенного преобразователя частоты через управляемый реверсивный *DC-DC* конвертор. Описывается блок-схема регулируемого электропривода. Приводятся принципиальная электрическая схема и схема замещения устройства аккумуляции энергии, а также результаты моделирования процессов в системе «устройство аккумуляции энергии – звено постоянного тока преобразователя частоты» с целью выявления специфических свойств этой системы как объекта управления. В статье проводится подробный анализ реакций системы на управляющее и возмущающее воздействия при различных режимах работы электропривода. В качестве управляющего воздействия используется сигнал напряжения управления для *DC-DC* преобразователя, возмущающим воздействием для данной системы является ток автономного инвертора напряжения из звена постоянного тока преобразователя частоты. Процессы в системе рассматриваются в трех режимах работы, которые имитируют пуск, торможение и последовательную работу этих режимов в частотно-регулируемом электроприводе. В заключении сформулированы специфические свойства *DC-DC* конвертора. Представленные результаты исследования раскрывают особенности режимов работы *DC-DC* конвертора как элемента устройства аккумуляции энергии, сведения о которых могут быть полезны при выборе принципа регулирования, структуры и состава регулируемых координат, а также метода синтеза регуляторов системы автоматического управления устройства аккумуляции энергии.

Ключевые слова: частотно-регулируемый электропривод, устройство аккумуляции энергии, *DC-DC* преобразователь, суперконденсатор, результаты моделирования.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в связи с проблемой энергосбережения находят широкое применение *DC-DC* конверторы в системах преобразования постоянного тока различной мощности. В частности, в последние годы наметилось использование их в гибридных источниках энергии как альтернатива для различных применений в промышленных системах распределения постоянного тока [1] и различных приложениях в транспортной сфере: в трансмиссиях электрифицированных транспортных систем, дизельно-электрических гибридных системах [2], а также системах преобразования электрической энергии на судах. Важное место здесь занимают гибридные системы хранения энергии, использующие батарею и суперконденсаторы, что позволяет расширить область применения и срок службы электрического транспортного средства. Несколько видов гибридных схем изучены в [3-5]. При этом возможно пассивное и активное соединение аккумуляющих элементов с основной электрифицированной транспортной системой (ЭТС). Пассивное соединение заключается в прямом соединении аккумуляющих элементов с ЭТС. Достоинством пассивного соединения является простота схемного решения. Однако в этом случае отсутствует возможность обеспечения оптимального энергетического обмена между аккумуляющими элементами и основной ЭТС. Активное соединение предполагает подключение одного или двух аккумуляющих элементов к ЭТС через *DC-DC* конвертор [6, 7]. В схемах с *DC-DC* конверторами эффективность энергетического обмена между аккумуляющими элементами и ЭТС зависит от выбранной стратегии управления [8, 9].

Система гибридного аккумуляции энергии, включающая аккумулятор и суперконденсатор, *DC/AC* инвертор, трехфазный понижающий/повышающий конвертор и синхронный двигатель с постоянными магнитами, описана в [10].

Применение в электроприводе аккумуляющих элементов с активным соединением может дать экономию электроэнергии, потребляемой из сети, до 50% [11], а также обеспечить дополнительные преимущества, к которым можно отнести возможность бесперебойной работы при провалах либо кратковременном отключении питающего напряжения.

В статье представляются результаты анализа динамических свойств устройства аккумуляции энергии в составе регулируемого электропривода переменного тока, где требуется учет особенностей свойств устройства аккумуляции энергии как объекта управления.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

На **рис. 1** представлена обобщенная схема регулируемого электропривода переменного тока с устройством аккумуляции энергии. Электропривод включает двигатель переменного тока, двухзвенный преобразователь частоты, устройство аккумуляции энергии, тормозной прерыватель и систему управления.

В состав силовой части преобразователя частоты входят неуправляемый выпрямитель, *LC*-фильтр и автономный инвертор напряжения. Для аккумуляции энергии, отдаваемой двигателем при торможении электропривода, используются суперконденсаторы, подключенные через *DC-DC* конвертор к шинам звена постоянного тока преобразователя частоты.

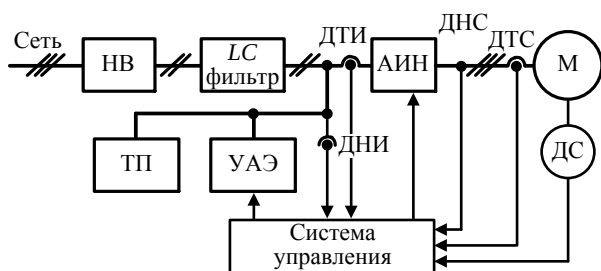


Рис. 1. Обобщенная схема регулируемого электропривода переменного тока с устройством аккумулирования энергии

В схеме силовой части электропривода предусмотрен тормозной прерыватель (ТП), вступающий в работу при выходе из строя устройства аккумулирования энергии (УАЭ). Алгоритмы управления электроприводом реализуются в блоке, куда поступают сигналы с датчиков скорости (ДС), напряжения (ДНС) и тока (ДТС) обмотки статора, а также напряжения на входе (ДНИ) и тока (ДТИ) автономного инвертора (АИН).

Схема устройства аккумулирования энергии представлена на рис. 2. Она включает реверсивный DC-DC конвертер, дроссель L и суперконденсатор C_{sc} . DC-DC конвертер представляет собой двухкомплектный реверсивный преобразователь с раздельным управлением комплектами. Для исследования выбран наиболее простой и дешевый вариант силовой схемы. В первый комплект конвертера входят транзистор $VT1$ и диод $VD2$, а во второй – транзистор $VT2$ и диод $VD1$. Способ формирования сигналов управления ключами соответствует односторонней широтно-импульсной модуляции.

Предполагается, что электропривод работает в пуско-тормозных режимах с интенсивными переходными процессами при большом числе включений в час, причем при пуске используется накопленная при торможении энергия суперконденсатора.

Целью статьи является исследование динамических свойств устройства аккумулирования энергии как объекта управления, являющегося составной частью регулируемого электропривода переменного тока.

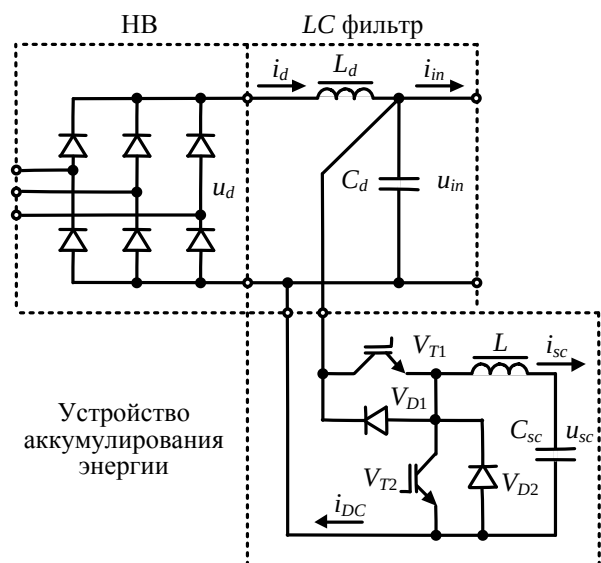


Рис. 2. Схема устройства аккумулирования энергии

СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Так как режимы работы DC-DC конвертера связаны с режимами работы преобразователя частоты, рассмотрим сначала процессы в звене постоянного тока при пуско-тормозных режимах электропривода. Для этого будем использовать схему замещения звена постоянного тока, приведенную на рис. 3.

При составлении схемы замещения приняты следующие упрощающие допущения. Выпрямитель представляется в виде источника электродвижущей силы e_d , равной среднему значению электродвижущей силы за период дискретности выпрямителя. Параметры внешней цепи и самого выпрямителя приведены к цепи выпрямленного тока. Вентильные свойства неуправляемого выпрямителя отражаются в схеме включением одного вентили (V_{BR}) последовательно с дросселем L_d фильтра. Влияние нагрузки, создаваемой двигателем, имитируется идеальным источником тока i_l .

Звено постоянного тока является динамической системой с изменяющейся структурой. Характер переходных процессов в ней зависит от параметров R_d , L_d и C_d элементов звена постоянного тока и режима работы двигателя. Эта система подвергается воздействию со стороны источника тока, имитирующего нагрузку двигателя. Поэтому ток i_l для этой динамической системы является возмущающим воздействием, отклоняющим входное напряжение инвертора u_{in} от заданного (базового) значения.

На рис. 4 приведены переходные процессы в звене постоянного тока при ступенчатом воздействии тока нагрузки i_l . Параметры элементов звена постоянного тока соответствуют мощности двигателя 4 кВт: $R_d = 0,3$ Ом, $L_d = 0,01$ Гн и $C_d = 0,0015$ Ф.

Приведенные процессы имитируют режимы пуска ($0 \leq t \leq 0,3$ с, ток $i_l = -30$ А), работы с постоянной нагрузкой ($0,3 \leq t \leq 0,6$ с, ток $i_l = -10$ А), торможения ($0,6 \leq t \leq 0,7$ с, ток $i_l = +10$ А) и состояния покоя ($0,7 \leq t \leq 0,9$ с, ток $i_l = 0$ А) двигателя. Как видно, на начальных этапах пуска и выхода на режим постоянной нагрузки двигателя напряжение на конденсаторе u_{in} и ток выпрямителя i_d имеют колебательный характер. До момента начала торможения напряжение u_{in} незначительно отклоняется от своего базового значения $u_{in0} = 560$ В. Ток выпрямителя i_d соответствует току нагрузки i_l . Переходный процесс по напряжению u_{Ld} на дросселе силового фильтра имеет знакопеременный характер.

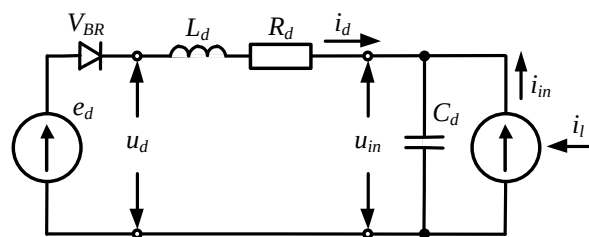


Рис. 3. Схема замещения звена постоянного тока

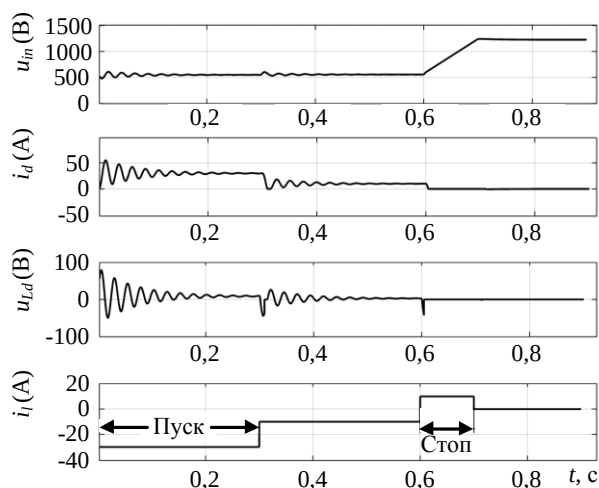


Рис. 4. Процессы в звене постоянного тока

При торможении привода напряжение u_{in} на входе инвертора возрастает. Ток выпрямителя i_d спадает до нуля. Этот момент времени соответствует запирающему вентилу V_{BR} .

Процессы в звене постоянного тока до момента запирающего вентилу V_{BR} описываются уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= L_d^{-1}[(e_d - u_{in}) - R_d i_d]; \\ \frac{du_{in}}{dt} &= C_d^{-1} i_{dc}, \quad u_{in}(t_0) = u_{in0}; \\ i_{dc} &= i_d + i_{in}. \end{aligned} \quad (1)$$

После запирающего вентилу V_{BR} уравнения модели звена постоянного тока принимают следующий вид:

$$\frac{du_{in}}{dt} = C_d^{-1} i_{dc}, \quad u_{in}(t_0) = u_{in0}; \quad (2)$$

$$i_{dc} = i_{in}. \quad (3)$$

При состоянии покоя напряжение u_{in} равно напряжению на конденсаторе, соответствующему моменту окончания торможения привода.

Таким образом, ток нагрузки $i_{in} = i_l$, являясь возмущающим фактором, оказывает существенное влияние на входное напряжение инвертора. Для стабилизации входного напряжения инвертора необходимо компенсировать влияние тока нагрузки. Эта задача может быть решена путем формирования компенсирующего воздействия i_{dc} с помощью управляемого реверсивного $DC-DC$ конвертора устройства аккумулирования энергии. Схема замещения звена постоянного тока с $DC-DC$ конвертором приведена на рис. 5.

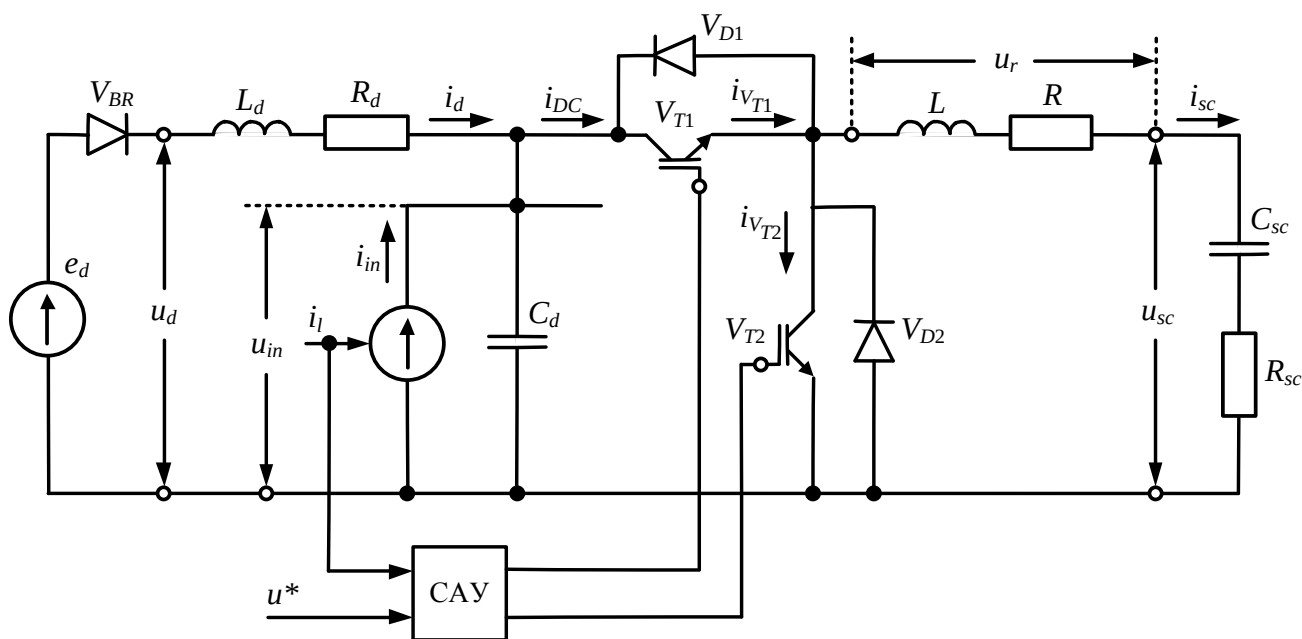
В дальнейшем предполагается, что управляемые силовые вентили представляют собой идеальные ключи: их сопротивления во включенном состоянии считаются равными нулю, а при выключенном состоянии – бесконечности. Также принимаются равными нулю сопротивления неуправляемых вентилях в их проводящем состоянии и в непроводящем состоянии – бесконечности. Кроме того, пренебрегают влиянием активных сопротивлений конденсаторов в схеме замещения.

Параметры элементов схемы замещения приведены в таблице.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЗВЕНА ПОСТОЯННОГО ТОКА С $DC-DC$ КОНВЕРТОРОМ

1. Объект управления

Звено постоянного тока с $DC-DC$ конвертором будем рассматривать как динамическую систему, имеющую два входа и два выхода (см. рис. 5). Входными независимыми воздействиями являются задающее воздействие u^* , поступающее на вход системы управления $DC-DC$ конвертора (CCS), и ток нагрузки i_l , который для этой динамической системы является возмущающим воздействием.


 Рис. 5. Расчетная схема звена постоянного тока с $DC-DC$ конвертором

Параметры расчетной схемы звена постоянного тока с DC-DC конвертором

Название устройства	Обозначение	Размерность	Значение
Звено постоянного тока	R_d	Ом	0,3
	L_d	Гн	0,01
	C_d	Ф	0,0015
Устройство аккумулирования энергии	R	Ом	0,3
	L	Гн	0,005
	C_{sc}	Ф	0,25
	R_{sc}	Ом	0

Задающее воздействие имеет смысл относительно времени включенного состояния ключа (коэффициент регулирования):

$$u^* = t_i / T,$$

где t_i – время включенного состояния ключа; T – период частоты коммутации. При моделировании частота коммутации принята $f = 1/T = 4000$ Гц.

Основными переменными, представляющими интерес с точки зрения выбора их в качестве регулируемых переменных, рассматриваются входное напряжение инвертора u_{in} (напряжение на конденсаторе звена постоянного тока) и внешний ток DC-DC конвертора i_{DC} . Полезная информация о физических свойствах устройства аккумулирования энергии может быть получена при анализе процессов по напряжению и токам элементов звена постоянного тока и DC-DC конвертора. Задачей исследования является изучение характера переходных процессов в данной динамической системе при изменении внешних воздействий.

Из анализа схемы замещения (см. рис. 5) очевидно, что задающее воздействие u^* влияет как на напряжение u_{in} , так и на ток i_{DC} . Точно также можно утверждать, что напряжение u_{in} и ток i_{DC} подвержены определенному влиянию возмущающего воздействия i_l .

2. Программа исследования системы на внешние воздействия

Сначала рассматривалась реакция системы на задающее воздействие типа скачка

$$u^* = u_{st}^* 1(t),$$

где $1(t)$ – единичная импульсная функция времени. Возмущающее воздействие i_l полагалось равным нулю.

Затем рассматривалась реакция системы на возмущающее воздействие в виде скачка тока нагрузки

$$i_l = i_{l,st} 1(t)$$

при $u^* = 0$.

Кроме того, были рассмотрены реакции системы при одновременном скачкообразном изменении возмущающего i_l и задающего u^* воздействий без изменения их знаков.

Наконец, была рассмотрена реакция системы при скачкообразном изменении возмущающего воздей-

ствия i_l с изменением его знака. Причем в первоначальный момент одновременно с подачей скачка i_l был подан скачок задающего воздействия u^* . По своему физическому смыслу такой эксперимент имитирует изменение тока нагрузки при чередовании режимов пуска и торможения привода.

3. Реакции системы на внешние воздействия при имитации режима пуска электропривода

Реакция системы на управляющее воздействие

В этом эксперименте задающее воздействие $u^* = u_{st}^* 1(t)$, где установившееся значение $u_{st}^* = 0,5$. При этом возмущающее воздействие $i_{l,st} = 0$. Временные диаграммы основных переменных приведены на рис. 6.

Напряжение на входе АИН возрастает по линейному закону относительно начального (базового) значения $u_{in0} = 560$ В. В этом случае клапан V_{BR} закрыт и процесс изменения напряжения u_{in} описывается уравнениями (1), (2). Ток внешней цепи i_{DC} и ток дросселя i_{sc} DC-DC конвертора имеют прерывистый характер.

При малых значениях задающего воздействия u^* ток дросселя i_{sc} существенно возрастает, принимая непрерывный характер. В то же время ток i_{DC} внешней цепи DC-DC конвертора по-прежнему сохраняет прерывистую форму тока.

Напряжение на суперконденсаторе u_{sc} снижается относительно начального значения $u_{sc0} = 250$ В (рис. 7). Напряжение на дросселе u_r принимает импульсный трехуровневый знакопеременный характер. Значение напряжения верхнего уровня равно значению u_{sc} , а нижнего уровень – разности напряжений $u_{sc} - u_{in}$. Величина напряжения промежуточного уровня равна нулю.

При малых значениях задающего воздействия характер переходных процессов меняется. Ток i_{sc} увеличивается. Поэтому суперконденсатор разряжается более интенсивно. Напряжение u_r на дросселе становится двухуровневым, изменяясь в пределах от u_{sc} до u_{in} .

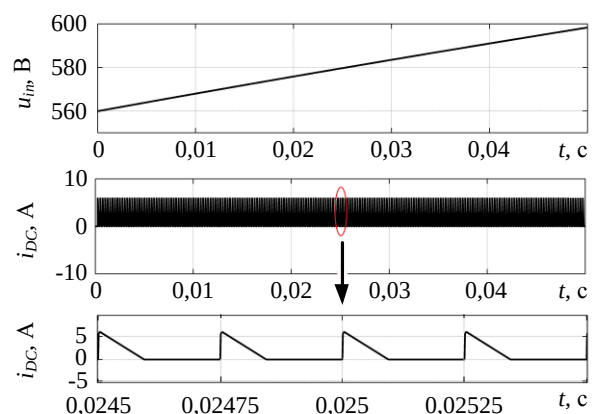


Рис. 6. Временные диаграммы u_{in} и i_{DC} при скачке задающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

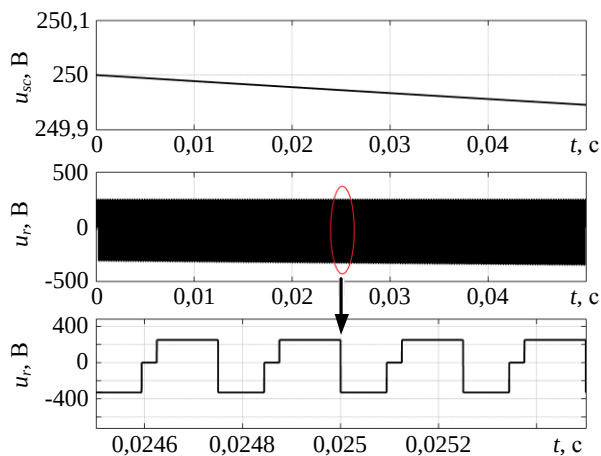


Рис. 7. Временные диаграммы напряжения на суперконденсаторе и падения напряжения на дросселе при скачке задающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

Реакция системы на возмущающее воздействие

В этом эксперименте задавался ток нагрузки $i_l = i_{l,st}1(t)$, где установившееся значение тока $i_{l,st} = -30$ А. При задающем воздействии $u^* = 0$ транзисторы VT1 и VT2, а также диоды VD1 и VD2 закрыты и процессы в этом случае соответствуют схеме замещения, приведенной на рис. 3. Однако реально задающий сигнал u^* ограничен как по минимальной, так и по максимальной величине: $u_{min}^* \leq u^* \leq u_{max}^*$. При значении $u_{min}^* = 0,01$ временные диаграммы основных переменных приведены на рис. 8 и 9. Как видно, напряжение на входе автономного инвертора u_{in} имеет непрерывный колебательный характер, а внешний ток DC-DC конвертора i_{DC} – прерывистый колебательный характер.

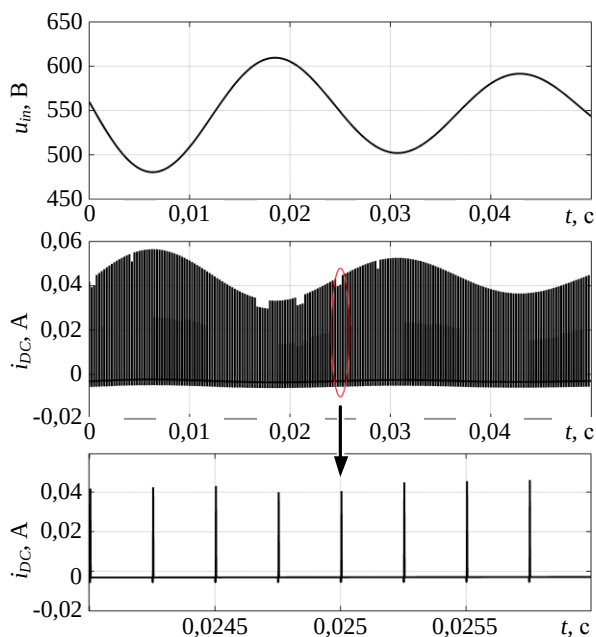


Рис. 8. Временные диаграммы u_{in} и i_{DC} при скачке тока нагрузки ($i_{l,st} = -30$ А) и значении $u^* = 0,01$

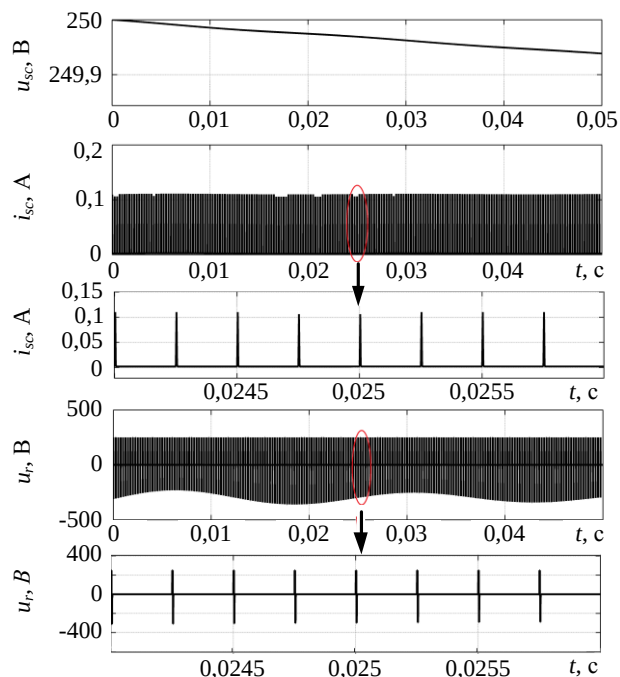


Рис. 9. Временные диаграммы напряжения, тока суперконденсатора и падения напряжения на дросселе при скачке тока нагрузки ($i_{l,st} = -30$ А) и значении $u^* = 0,01$

На рис. 9 приведены временные диаграммы напряжения, тока суперконденсатора и падения напряжения на дросселе DC-DC конвертора. Как видно, напряжение u_{sc} на суперконденсаторе монотонно снижается относительно его начального значения $u_{sc0} = 250$ В (конденсатор разряжается). При этом ток разряда i_{sc} имеет прерывистый характер, а падение напряжения на дросселе u_L – двухуровневую знакопеременную импульсную форму. Положительный уровень падения напряжения равен напряжению u_{sc} , а отрицательный – разности напряжений $u_{sc} - u_{in}$.

С уменьшением абсолютного значения $i_{l,st}$ характер переходных процессов по большинству переменных сохраняется.

4. Реакции системы на внешние воздействия при имитации режима торможения электропривода

Реакция системы на управляющее воздействие

Переходные процессы при ступенчатом управляющем воздействии $u^* = u_{st}^*1(t)$, где установившееся значение $u_{st}^* = 0,5$, и возмущающем воздействии $i_{l,st} = 0$ приведены на рис. 10 и 11. Как видно, напряжение u_{in} на входе АИН имеет колебательный характер и меньше базового значения 560 В. Ток внешней цепи i_{DC} имеют прерывистый характер. Форма импульсов меняется в зависимости от величины управляющего воздействия.

Напряжение u_{sc} на суперконденсаторе возрастает относительно начального значения $u_{sc0} = 250$ В (рис. 11). Напряжение на дросселе имеет импульсный двухуровневый знакопеременный характер при $u_{st}^* = 0,5$.

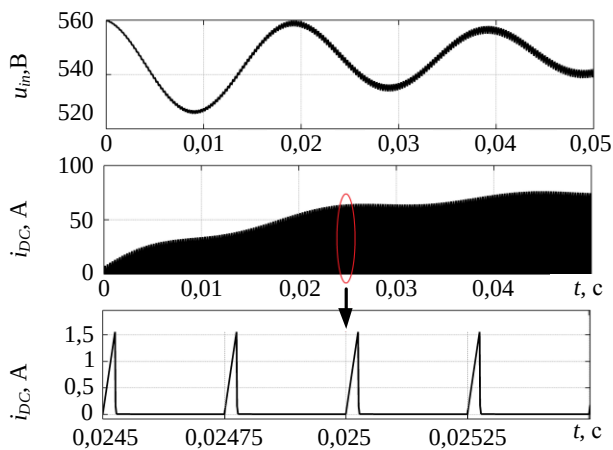


Рис. 10. Временные диаграммы u_{in} и i_{DC} при скачке задающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

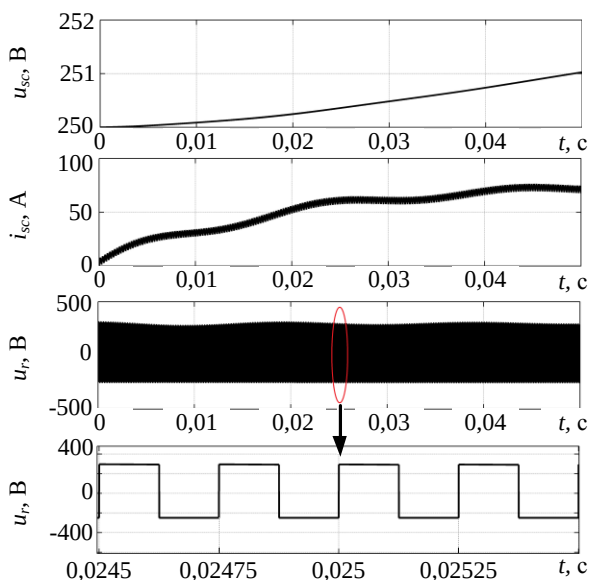


Рис. 11. Временные диаграммы напряжения на суперконденсаторе, тока дросселя и падения напряжения на дросселе при скачке задающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

При уменьшении u_{st}^* падение напряжения на дросселе меняет двухуровневую на трехуровневую знакопеременную форму. Верхний уровень определяется разностью напряжений $u_{in} - u_{sc}$, а нижний уровень равен $-u_{sc}$. Величина напряжения промежуточного уровня равна нулю.

Токи имеют колебательный характер при больших значениях задающего воздействия. Однако с уменьшением задающего воздействия степень колебательности токов снижается. Заметим, что при $u_{st}^* = 0,5$ ток дросселя непрерывный, а при малых значениях u_{st}^* становится прерывистым.

Реакция системы на возмущающее воздействие

При ступенчатом воздействии $i_l = i_{l,st}1(t)$, где установившееся значение тока $i_{l,st} = +30$ А, и задающем воздействии $u^* = 0$ имитируется режим торможения привода с отдачей энергии в звено постоянного тока и использованием этой энергии для заряда суперконден-

сатора. В этом случае процессы также соответствуют схеме замещения, приведенной на рис. 3, но при положительном значении возмущающего воздействия.

При минимальном значении задающего воздействия $u_{min}^* = 0,01$ временные диаграммы переменных приведены на рис. 12 и 13. Как видно, процессы напряжения u_{in} на входе автономного инвертора и тока внешней цепи i_{DC} DC-DC конвертора при минимальном значении задающего воздействия (см. рис. 12) возрастают. Причем ток i_{DC} имеет прерывистый характер.

Также растет напряжение u_{sc} на суперконденсаторе (см. рис. 13). Напряжение на дросселе u_r имеет двухуровневую знакопеременную форму с верхним пределом, равным разности напряжений $u_{in} - u_{sc}$, а нижний уровень соответствует значению напряжения $-u_{sc}$. Ток дросселя i_{sc} (ток заряда конденсатора) увеличивается во времени и имеют прерывистый характер.

При малых значениях $i_{l,st}$ характер процессов сохраняется.

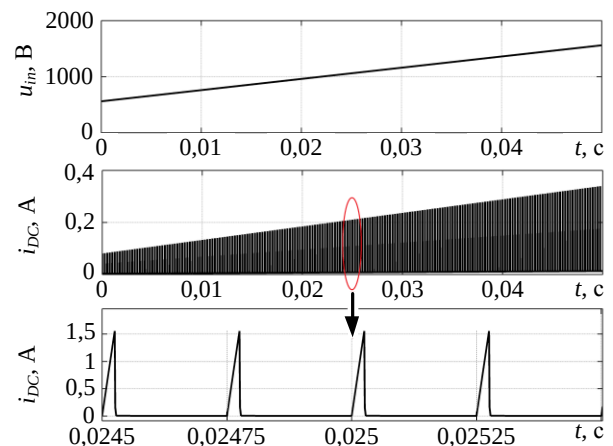


Рис. 12. Временные диаграммы u_{in} и i_{DC} при скачке тока нагрузки ($i_{l,st} = +30$ А) и значении $u^* = 0,01$

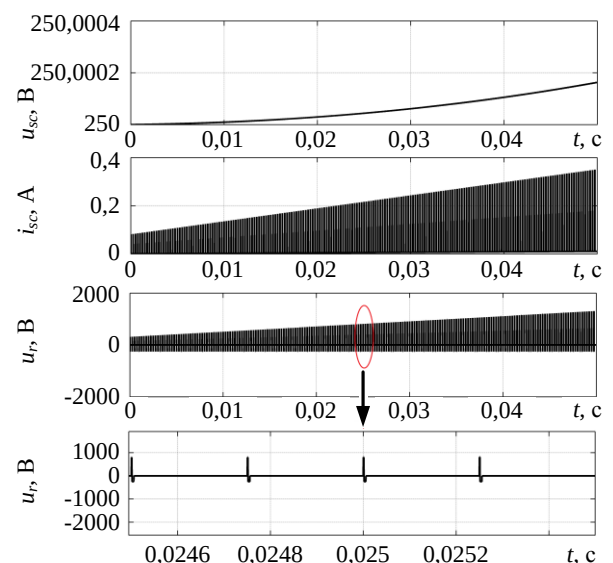


Рис. 13. Временные диаграммы напряжения, тока суперконденсатора и падения напряжения на дросселе при скачке тока нагрузки ($i_{l,st} = +30$ А) и значении $u^* = 0,01$

5. Реакции системы на внешние воздействия при имитации режима пуска и торможения электропривода

Интерес представляют процессы токов при переходе с одного комплекта на другой комплект DC - DC конвертора при подаче команды на переход по сигналу смены знака возмущающего воздействия (рис. 14). В момент смены знака тока нагрузки абсолютное значение внешнего тока DC - DC конвертора сначала снижается до нуля и только после этого начинает проводить ток вентиля второго комплекта конвертора. При этом внешний ток конвертора меняет свой знак на противоположный.

Интервал времени, в течение которого происходит переход конвертора с одного комплекта на другой, зависит от постоянной времени контуров и величины тока в момент изменения знака нагрузки. Видно, что при изменении знака нагрузки с отрицательного значения на положительное время перехода сравнительно невелико, так как величина тока в момент смены знака тока нагрузки мала. Вместе с тем при смене знака возмущающего воздействия переход тока с одного комплекта на другой занимает более длительное время. На рис. 15 приведены токи ключей. Несмотря на то, что импульсы управления на ключ соответствующего комплекта подаются точно по сигналу смены знака нагрузки, тем не менее, между токами этих ключей имеется пауза. В течение этой паузы DC - DC конвертор теряет управляемость. Эффект потери управляемости DC - DC конвертора объясняется тем, что после смены знака тока нагрузки ключ, на который подано управление, шунтируется диодом до тех пор, пока ток, протекающий через него, не спадет до нуля.

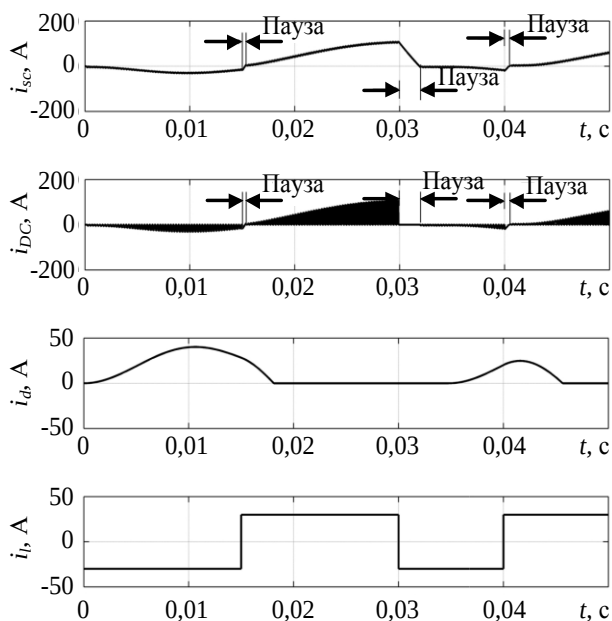


Рис. 14. Временные диаграммы тока дросселя, внешнего тока УАЭ и тока выпрямителя при изменении знака скачка возмущающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

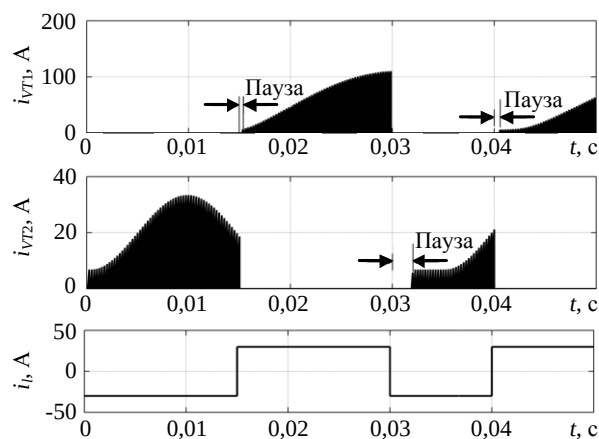


Рис. 15. Временные диаграммы токов управляемых вентилях при изменении знака скачка возмущающего воздействия ($u_{st}^* = 0,5$)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Напряжение на входе инвертора может изменяться в широких пределах при интенсивных пуско-тормозных режимах электропривода, существенно отклоняясь от базового значения, соответствующего номинальному режиму преобразователя частоты.

2. Динамический провал и выброс напряжения зависит от ряда факторов, в том числе от параметров фильтра звена постоянного тока (в частности, от величины емкости) и величины скачка тока нагрузки.

3. Анализ переходных процессов звена постоянного тока позволяет выявить важную особенность, заключающуюся в том, что как динамическое звено в составе электропривода оно может изменять свою структуру: при пуске звено постоянного тока ведет себя как колебательное, а при торможении как колебательное либо интегрирующее звено.

4. При соответствующем управлении устройство аккумулирования энергии в системе электропривода не только участвует в обмене энергией, но и одновременно может выполнять роль компенсатора влияния нагрузки двигателя в пуско-тормозных режимах на напряжение автономного инвертора преобразователя частоты, обеспечивая тем самым более высокие динамические характеристики электропривода.

5. Устройство аккумулирования энергии в общем случае представляет собой сложный нелинейный динамический объект управления, обладающий рядом специфических особенностей, к числу которых следует отнести дискретность управления, неполную управляемость и изменчивость его структуры в зависимости от режима работы электропривода, а также наличие режимов непрерывного и прерывистого токов.

6. Важным вопросом при разработке систем автоматического регулирования является выбор состава регулируемых переменных и принципа их регулирования при наличии режимов непрерывного и прерывистого тока, неполной управляемости и нелинейности регулировочных характеристик. В этом аспекте приобретает актуальное значение проблема выбора частоты коммутации и параметров элементов DC - DC конвертора при разработке высокоэффективных систем автоматического регулирования переменных устройства аккумулирования энергии.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 17-08-00188.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Salomonsson D. and Sannino A. Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 3, pp. 1620-1627, July 2007.
- Rajashekara K. Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies, *IEEE Trans. Emerging Select. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 3-7, Mar. 2013.
- Chan C.C., Bouscayrol A. and Chen K. Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 589-598, 2010.
- Khaligh and Li Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July. 2010.
- Hegazy O., Van Mierlo J. and Lataire P. Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles, *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 27, no. 11, pp. 4445-4458, Nov. 2012.
- Cao J. and Emadi A. A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122-132, 2012.
- Ortuzar M., Moreno J. and Dixon J. Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2147-2156, 2007.
- Allegre A.-L., Bouscayrol A., Delarue P., Barrade P., Chatot E. and El-Fassi S. Energy Storage System With Supercapacitor for an Innovative Subway, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4001-4012, 2010.
- Allègre A.-L., Bouscayrol A. and Trigui R. Flexible real-time control of a hybrid energy storage system for electric vehicles, *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 3, no. 3, pp. 79-85, 2013.
- Szalai T., Heidrich T., Schwalbe U., Endert F. and Ivanov S. Decentralized electromotive drive train system in PCIM Europe, 2013.
- Braslavsky I., Plotnikov Z., Ishmatov F., Polunin. The Estimation of Technical and Economic Efficiency of Using the Supercapacitors in the Hoisting Applications. *Proceeding of Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion. Ischia (Italy)*, 2014, pp. 179-183.

Поступила в редакцию 4 сентября 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DYNAMIC PROPERTIES OF THE DC-DC CONVERTER AS AN ELEMENT OF ENERGY STORAGE DEVICE IN THE COMPOSITION OF FREQUENCY-CONTROLLED ELECTRIC DRIVE

Vladimir N. Polyakov

D.Sc. (Eng.). Professor, Department of Electric drive and automation of industrial plants, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia. E-mail: v.n.polyakov@urfu.ru

Yurii V. Plotnikov

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Department of Electric drive and automation of industrial plants, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia. E-mail: y.v.plotnikov@urfu.ru

The article presents the results of the transients investigation of DC-DC converter as a part of energy storage system in the frequency-controlled electric drive, which works in hard start-up and braking modes with a large number of cycles per hour. The ultracapacitor is used as an energy storage element, which is connected to DC link of frequency converter through the bidirectional DC-DC converter. The block diagram of alternating current electric drive is described. The circuit diagram and the equivalent circuit of the energy storage system, and also the simulation results of processes in the system «energy storage device – frequency converter DC link» in order to identify the specific properties of the system as a control object are shown. In the article, a detailed analysis of the system responses to the control and disturbing actions under different operating conditions of the electric drive are considered. As a control action, a control voltage signal of the DC-DC converter is used, the disturbance for this system is the current from the voltage source inverter DC link of the frequency converter. Processes in the system are considered in three modes of operation, which simulate the starting, braking and sequential operation of these modes in a frequency-controlled electric drive. In conclusion, the specific properties of DC-DC converter are formulated. The presented investigation results show the operation modes features of DC-DC converter as part of an energy storage system. This information can be used for choosing the structure and the method of controllers synthesis for the automatic control system of bidirectional DC-DC converter.

Keywords: Frequency-controlled electric drives, energy storage system, supercapacitors, DC-DC power converters, simulation results.

REFERENCES

- Salomonsson D. and Sannino A. Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 3, pp. 1620-1627, July 2007.
- Rajashekara K. Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies, *IEEE Trans. Emerging Select. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 3-7, Mar. 2013.
- Chan C.C., Bouscayrol A. and Chen K. Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no 2, pp. 589-598, 2010.
- Khaligh and Li Z. Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July. 2010.
- Hegazy O., Van Mierlo J. and Lataire P. Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles, *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 27, no. 11, pp. 4445-4458, Nov. 2012.
- Cao J. and Emadi A. A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122-132, 2012.

7. Ortuzar M., Moreno J. and Dixon J. Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2147-2156, 2007.
8. Allegre A.-L., Bouscayrol A., Delarue P., Barrade P., Chatot E. and El-Fassi S. Energy Storage System With Supercapacitor for an Innovative Subway, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4001-4012, 2010.
9. Allègre A.-L., Bouscayrol A. and Trigui R. Flexible real-time control of a hybrid energy storage system for electric vehicles, *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 3, no. 3, pp. 79-85, 2013.
10. Szalai T., Heidrich T., Schwalbe U., Endert F. and Ivanov S. Decentralized electromotive drive train system in PCIM Europe, 2013.
11. Braslavsky I., Plotnikov Z., Ishmatov F., Polunin. The Estimation of Technical and Economic Efficiency of Using the Supercapacitors in the Hoisting Applications. *Proceeding of Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion. Ischia, (Italy)*, 2014. pp. 179-183.

Поляков В.Н., Плотников Ю.В. Динамические свойства DC-DC конвертора как элемента устройства аккумулирования энергии в составе регулируемого электропривода переменного тока // *Электротехнические системы и комплексы*. 2017. № 4(37). С. 11-19. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-11-19](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-11-19)

Polyakov V.N., Plotnikov Yu.V. Dynamic Properties of the DC-DC Converter as an Element of Energy Storage Device in the Composition of Frequency-Controlled Electric Drive. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 11-19. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-11-19](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-11-19)

Наживин А.Е.¹, Осипов О.И.²¹ Инжиниринговый центр «Русэлпром»² Национальный исследовательский университет «МЭИ»

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ПОТЕРЬ СТЕНДА ИСПЫТАНИЙ ХВОСТОВОГО ВАЛА ВЕРТОЛЁТА

Статья посвящена обоснованию методики расчёта мощности асинхронного электродвигателя компенсации потерь электрозамкнутого стенда испытаний хвостового вала вертолёт. Статья содержит экспериментальные осциллограммы мгновенных мощностей на ключевых участках испытательного стенда, их сравнение с энергетической диаграммой электропривода стенда. По настоящей методике расчёта был спроектирован и внедрен в состав стенда испытания хвостового вала вертолета Ми-26 на предприятии АО «МВЗ им. М.Л. Миля» асинхронный частотно-регулируемый электропривод.

Ключевые слова: электропривод компенсации потерь, стенд испытаний хвостового вала вертолёт, обоснование мощности электродвигателя.

ВВЕДЕНИЕ

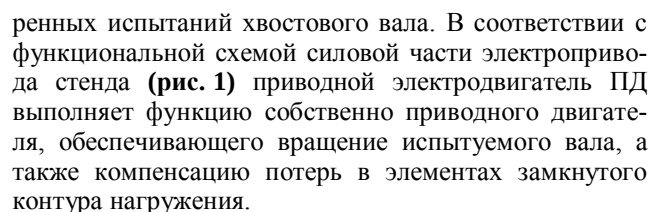
Для стендовых испытаний силовых трансмиссий вертолетов используются специальные электромеханические комплексы с установками нагружения испытуемых главных, промежуточных, согласующих и хвостовых их редукторов и валов [1]. В последние годы проводится как создание новых испытательных стендов [2], так и модернизация старых [3, 4]. Несмотря на это, в существующих работах по модернизациям электрозамкнутых стендов с приводом компенсации потерь отсутствует методика расчёта и обоснование мощности последнего. Решению данной проблемы и посвящается настоящая статья, подкрепленная экспериментальными исследованиями.

СОСТАВ СТЕНДА

На **рис. 1** представлена функциональная схема силовой части модернизированного электропривода стенда. В качестве привода для компенсации энергетических потерь был выбран асинхронный частотно-регулируемый электропривод на основе преобразователя частоты серии VACON NXC и асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором производства концерна Русэлпром. Стенд имеет автономную питающую сеть напряжением 6 кВ для питания всех электрических машин стенда. Питание непосредственно электропривода стенда осуществляется от комплектного распределительного устройства КРУ через силовой трансформатор ТР1 типа ТМЗ-1000/10-65 (6/0,4 кВ, 1000 кВА, 1000 А) и автоматический выключатель QF1 типа ВА 55-43 (690 В, 1000 А).

Приводной асинхронный электродвигатель ПД с короткозамкнутым ротором типа АРМЧР-400/0,4-2УХЛ4 ($P_n = 400$ кВт, $U_n = 400$ В, $I_n = 680$ А, $n_n = 2980$ об/мин) установлен на одном валу с асинхронным электродвигателем с фазным ротором АД типа ФАЗМ 4000/6000 ($P_n = 4000$ кВт, $U_n = 6000$ В, $I_n = 448$ А, $n_n = 2980$ об/мин), который через испытуемый вал ИВ, промежуточный ПР и хвостовой редукторы ХР соединён с синхронным генератором СГ типа СДНЗ 219-49-10У4 ($P_n = 4000$ кВт, $U_n = 6000$ В, $I_n = 442$ А, $n_n = 600$ об/мин). Статоры АД и СГ соединены между

собой через высоковольтный автоматический выключатель Q. Приводной двигатель ПД разгоняется в режиме частотного пуска с помощью преобразователя частоты ПЧ типа NXC07305G2 с блоком торможения по звену постоянного тока и выходным фильтром du/dt ($P_n = 400$ кВт, $U_n = 400$ В, $I_n = 730$ А) до частоты вращения 2684 ± 50 об/мин. Встроенная функция ПЧ компенсации скольжения двигателя позволяет поддерживать частоту вращения вала двигателя постоянной вне зависимости от нагрузки. Алгоритм работы регулятора скорости компенсирует скольжение, отслеживая нагрузку на валу (ток статора) и увеличивая или уменьшая выходную частоту инвертора [5]. Тиристорный возбудитель ТВ1 типа SinamicsDCM ($U_{n,вых} = 115$ В, $I_{n,вых} = 315$ А), подключенный через понижающий трансформатор Тр3 типа ТСЗП-63/0,7-В (схема и группа соединения обмоток У/Д-11, $S_n = 73,9$ кВт, $U_{нв} = 400$ В, $I_{нв} = 112$ А, $U_{нн} = 113$ В, $I_{нн} = 320$ А) к сети 400 В, обеспечивает автоматическое регулирование по отклонению тока обмотки возбуждения МС, работающего в режиме генератора с помощью отрицательной обратной связи по току возбуждения I_b [5]. Ток возбуждения I_b меняет выходное напряжение статора СГ и соответственно входное напряжение статора АД. Асинхронный машинно-вентильный каскад в составе понижающего трансформатора Тр2 типа ТМ-320/6 (схема и группа соединения обмоток У/У-0, $S_n = 320$ кВт, $U_{нв} = 6000$ В, $U_{нн} = 400$ В), машинных преобразователей ПАГ1 и ПАГ2 типа ПСМ-1000-4 ($U_n = 60$ В, $I_n = 1000$ А), цепи переменного тока которых защищаются силовыми автоматическими выключателями QF2 и QF3, а также выпрямителя В по мостовой схеме и асинхронного двигателя с фазным ротором АД обеспечивает формирование крутящего момента согласно программе испытаний. Регулирование тока возбуждения обмоток возбуждения ОБ1 и ОБ2 ПАГ1 и ПАГ2 соответственно обеспечивается тиристорным возбудителем ТВ2 типа SinamicsDCM ($U_{n,вых} = 420$ В, $I_{n,вых} = 30$ А) в режиме автоматического регулирования момента с двухконтурным подчинённым регулированием координат: внешним контуром момента (обратная связь с датчика момента ДМ типа Т40В) и внутренним контуром тока. ТВ2 получает питание от понижающего трансформатора Тр4, который необходим для уменьшения угла управления преобразователя и соответственно пульсаций его выходного напряжения.



Любое преобразование энергии связано с потерей некоторой ее части. Энергетический поток в электроприводе можно показать в виде энергетической диаграммы, представленной на **рис. 2**. На энергетической

МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ МОЩНОСТИ ПРИВОДНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Расчет системы электропривода и определение параметров ее основных элементов выполнены для уско-

диаграмме **рис. 2** обозначены потери мощности: $\Delta P_{\text{тр}}$ – в трансформаторе, $\Delta P_{\text{пч}}$ – в преобразователе частоты, $\Delta P_{\text{пд}}$ – в приводном двигателе, $\Delta P_{\text{ад}}$ – в асинхронном двигателе, $\Delta P_{\text{пр}}$ – в промежуточном редукторе, $\Delta P_{\text{уг}}$ – в угловом редукторе, $\Delta P_{\text{сг}}$ – в синхронном генераторе, $\Delta P_{\text{тп}}$ – в токопроводах замкнутого контура.

Непосредственно мощности указаны на энергетической диаграмме как:

$P_{\text{с}}$ – электрическая мощность, потребляемая системой привода из питающей сети;

$P_{\text{тр}}$ – электрическая мощность, потребляемая трансформатором Тр;

$P_{\text{пч}}$ – электрическая мощность, потребляемая преобразователем частоты ПЧ;

$P_{\text{пд}}$ – электрическая мощность, потребляемая приводным электродвигателем ПД;

P_{Σ} – суммарная мощность, потребляемая высоковольтным асинхронным двигателем АД;

$P_{\text{м.пд}}$ – механическая мощность на валу приводного электродвигателя ПД;

$P_{\text{м.ад}}$ – механическая мощность, передаваемая высоковольтным асинхронным двигателем АД испытываемому хвостовому валу;

$P_{\text{сг}}$ – механическая мощность, потребляемая синхронным генератором СГ;

$P_{\text{в}}$ – электрическая мощность, возвращаемая асинхронному электродвигателю АД от нагрузочного синхронного генератора СГ.

Суммарная мощность, подводимая к АД:

$$P_{\Sigma} = P_{\text{м.пд}} + P_{\text{в}}.$$

Механическая мощность приводного электродвигателя в установившемся режиме работы должна быть больше или равна сумме всех потерь в замкнутом энергетическом контуре, поэтому выражение для расчета её величины будет иметь вид

$$P_{\text{м.пд}} = \Delta P_{\text{ад}} + \Delta P_{\text{пр}} + \Delta P_{\text{уг}} + \Delta P_{\text{сг}} + \Delta P_{\text{тп}}. \quad (1)$$

Согласно программе ускоренных испытаний хвостового вала момент загрузки на хвостовом валу на 3-м

этапе испытаний должен составлять $M_{\text{зв}} = 11000 \text{ Н} \cdot \text{м}$, а номинальная частота вращения вала $\omega_{\text{н}} = 281 \text{ рад/с}$. Согласно **рис. 1** крутящий момент на валу АД равен крутящему моменту ИВ, следовательно

$$P_{\text{м.ад}} = M_{\text{зв}} \cdot \omega_{\text{н}} = 11000 \cdot 281 = 3091 \text{ кВт},$$

Все коэффициенты полезного действия механизмов и устройств, используемые в расчётах, принимаются равными их номинальным значениям. Потери мощности в промежуточном редукторе определены как

$$\Delta P_{\text{пр}} = P_{\text{м.ад}} \frac{(1 - \eta_{\text{пр}})}{\eta_{\text{пр}}} = 31 \text{ кВт},$$

где $\eta_{\text{пр}} = 0,99$ – коэффициент полезного действия КПД промежуточного редуктора.

Потери мощности в угловом редукторе

$$\Delta P_{\text{уг}} = (P_{\text{м.ад}} - \Delta P_{\text{пр}}) \frac{(1 - \eta_{\text{уг}})}{\eta_{\text{уг}}} = 47 \text{ кВт},$$

где $\eta_{\text{уг}} = 0,985$ – КПД углового редуктора.

Потери мощности в синхронном генераторе

$$\Delta P_{\text{сг}} = (P_{\text{уг}} - \Delta P_{\text{уг}}) \frac{(1 - \eta_{\text{сг}})}{\eta_{\text{сг}}} = 106 \text{ кВт},$$

где $\eta_{\text{сг}} = 0,966$ – КПД синхронного генератора.

Электрическая мощность, возвращаемая асинхронному электродвигателю АД от нагрузочного синхронного генератора СГ за вычетом потерь в токопроводе $\Delta P_{\text{тп}}$:

$$P_{\text{в}} = P_{\text{м.ад}} - \Delta P_{\text{пр}} - \Delta P_{\text{уг}} - \Delta P_{\text{сг}} = 2907 \text{ кВт}.$$

Мощность, потребляемая из сети:

$$P_{\text{в}} = \sqrt{3} \cdot I_{\text{л}} \cdot U_{\text{л}} \cdot \cos \varphi,$$

где $I_{\text{л}}, U_{\text{л}}$ – линейные ток и напряжение высоковольтной сети соответственно, $\cos \varphi = 0,8$ – коэффициент мощности при 75% нагрузки [6].

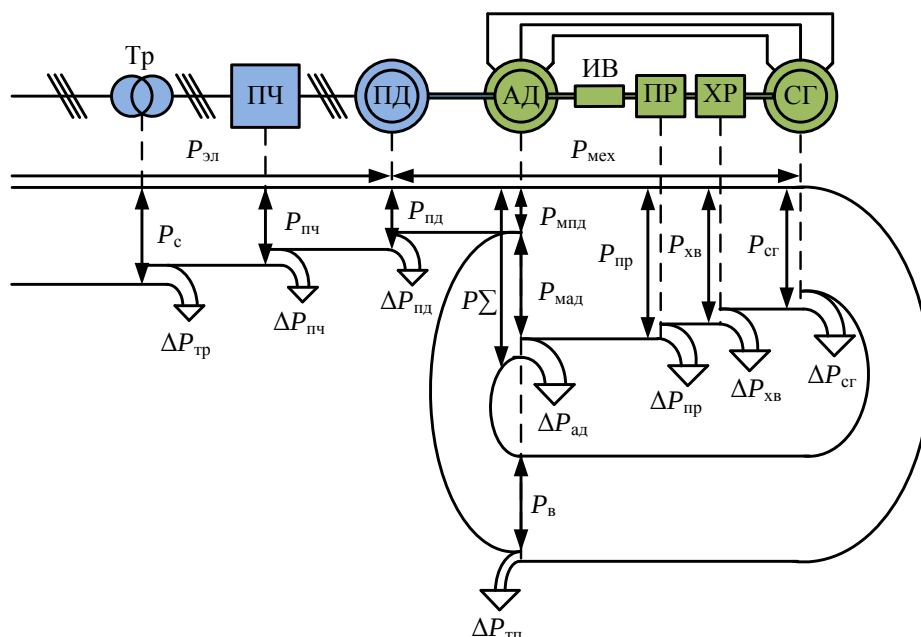


Рис. 2. Энергетическая диаграмма привода испытательного стенда

$$I_{\text{л}} = \frac{P_{\text{в}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{л}} \cdot \cos \varphi} = 350 \text{ А.}$$

При омическом сопротивлении силового токопровода замкнутого контура

$$R_{\text{тп}} = \rho \frac{l}{s} = 0,017 \frac{50}{95} = 0,009 \text{ Ом,}$$

где $\rho = 0,017$ – удельное сопротивление меди; $l = 50$ – длина токопровода, м; $s = 95$ – площадь поперечного сечения проводника, мм².

Потери мощности в токопроводе

$$\Delta P_{\text{тп}} = I_{\text{л}}^2 \cdot R_{\text{тп}} = 353^2 \cdot 0,009 = 1 \text{ кВт.}$$

Потери мощности в асинхронном двигателе

$$\Delta P_{\text{ад}} = P_{\text{в}} \frac{(1 - \eta_{\text{ад}})}{\eta_{\text{ад}}} = 137 \text{ кВт,}$$

где $\eta_{\text{ад}} = 0,955$ – КПД асинхронного двигателя.

Необходимая мощность на валу приводного двигателя по (1)

$$P_{\text{м.пд}} = 137 + 31 + 47 + 106 + 1 = 322 \text{ кВт.}$$

Электрическая мощность, потребляемая приводным электродвигателем, составит

$$P_{\text{э.пд}} = \frac{P_{\text{м.пд}}}{\eta_{\text{пд}}} = \frac{322}{0,955} = 337 \text{ кВт,}$$

где $\eta_{\text{пд}} = 0,955$ – КПД приводного электродвигателя.

В процессе пуска мощность приводного двигателя ПД включает в себя составляющие: мощность создания динамического момента $P_{\text{д}}$, мощность преодоления момента сопротивления генератора $P_{\text{сг}}$ и мощность механических потерь в агрегатах привода стенда. Для частотного пуска ПАГ1 и ПАГ2 стенд пускается с током возбуждения СГ, равным $I_{\text{в}} = 60$ А. От взаимодействия тока статора с магнитным потоком ротора появляется тормозной момент $M_{\text{сг}}$. Потери скольжения при частотном пуске с максимальной развиваемой мощности в конце разгона стремятся к нулю. Максимальная требуемая мощность двигателя определяется соотношением

$$P_{\text{тр.р}} = P_{\text{д}} + P_{\text{сг}} + P_{\text{мех}},$$

$$P_{\text{тр.р}} = (M_{\text{дин}} + M'_{\text{сг}} + \sum_{i=1}^{i=k} M_{\text{мех}i}) \omega_{\text{н}},$$

где $P_{\text{тр.р}}$ – требуемая электрическая мощность, потребляемая ПД при разгоне трансмиссии до номинальной частоты вращения $\omega_{\text{н}} = 281$ рад/с, $M_{\text{дин}}$ – динамический момент сопротивления, $M'_{\text{сг}}$ – статический момент сопротивления СГ приведенный к валу ПД, $\eta_{\text{пд}}$ – КПД двигателя ПД.

Суммарный момент инерции привода испытательного стенда

$$J_{\Sigma}' = J_{\text{пд}} + J_{\text{ад}} + J_{\Sigma\text{тр}} + \frac{J_{\text{сг}}}{i^2},$$

где J_{Σ}' – суммарный момент инерции привода испытательного стенда, приведенный к валу ПД; $J_{\text{пд}}$ – момент

инерции ПД; $J_{\text{ад}}$ – момент инерции АД; $J_{\Sigma\text{тр}}$ – суммарный момент инерции трансмиссии; $J_{\text{сг}}$ – момент инерции СГ; i – передаточное отношение углового редуктора.

$$J_{\Sigma}' = 5,5 + 235 + 10 + \frac{278}{25} = 261,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$P_{\text{д}} = \frac{J_{\Sigma}' \cdot \omega_{\text{н}}^2}{t_{\text{р}}} = \frac{261,6 \cdot 281^2}{90} = 230 \text{ кВт,}$$

где $t_{\text{р}} = 90$ с – время разгона системы привода до номинальной частоты вращения.

Синхронный генератор СГ работает в режиме динамического торможения. Зависимость ЭДС обмотки статора от тока возбуждения синхронной машины при малых токах нагрузки и пренебрежении реакции якоря может быть аппроксимирована прямой, проходящей через начало осей координат и номинальную точку ($U_{\text{лн}} = 6000$ В, $I_{\text{вн}} = 268$ А) [7].

Поэтому напряжение статора СГ $U_{\text{л.п}}$ принимается пропорциональным току возбуждения $I_{\text{в}}$

$$U_{\text{л.п}} = \frac{U_{\text{лн}} \cdot I_{\text{в}}}{I_{\text{вн}}} = \frac{6000 \cdot 60}{268} = 1343 \text{ В,}$$

где $U_{\text{лн}} = 6000$ В – номинальное напряжение статора СГ; $I_{\text{вн}} = 268$ А – номинальный ток возбуждения СГ; $I_{\text{в}} = 60$ А – ток возбуждения СГ в процессе пуска.

Номинальное сопротивление статора СГ

$$Z_{\text{с.н}} = \frac{U_{\text{ф.н}}}{I_{\text{ф.н}}} = \frac{6000}{\sqrt{3} \cdot 442} = 7,8 \text{ Ом,}$$

где $I_{\text{ф.н}} = 442$ А – номинальный ток статора СГ.

Тогда ток статора СГ при пуске

$$I_{\text{ф.п}} = \frac{U_{\text{ф.п}}}{Z_{\text{с.н}}} = \frac{1343}{\sqrt{3} \cdot 7,8} = 99,4 \text{ А.}$$

Мощность СГ при пуске в конце разгона

$$P_{\text{сг.п}} = \sqrt{3} \cdot I_{\text{л.п}} \cdot U_{\text{л.п}} \cdot \cos \varphi_{\text{п}} = 46 \text{ кВт,}$$

где $\cos \varphi_{\text{п}} = 0,2$ – коэффициент мощности СГ при пуске [6].

Зависимость момента трения $M_{\text{тр}}$ от момента нагрузки $M_{\text{н}}$ имеет линейный характер [9]. Причиной линейной зависимости момента трения от передаваемого момента является то, что сила трения пропорциональна силе нормального давления, которая увеличивается с увеличением передаваемого момента.

$$M_{\text{тр}} = M_{\text{тр0}} + \kappa \cdot M_{\text{н}},$$

где $M_{\text{тр0}} \approx 0,3 \cdot M_{\text{тр.н}}$ [8] – постоянный момент трения механизма.

Постоянный момент трения промежуточного редуктора на номинальной частоте $\omega_{\text{н}}$

$$M_{\text{тр.пр0}} = \frac{\Delta P_{\text{пр}}}{\omega_{\text{н}}} 0,3 = \frac{31000}{281} 0,3 = 33 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Постоянный момент трения углового редуктора на номинальной частоте $\omega_{\text{н}}$

$$M_{\text{тр.уг0}} = \frac{\Delta P_{\text{уг}}}{\omega_{\text{н}}} 0,3 = \frac{46000}{281} 0,3 = 49 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Механические потери в электрических машинах состоят из вентиляционных потерь и потерь на трение. Процент механических потерь от полных потерь в мощных электрических машинах переменного тока составляет 15% [9]. Изменением механических потерь от нагрузки можно пренебречь.

Момент сопротивления механических потерь АД

$$M_{\text{м.ад}} = \frac{\Delta P_{\text{ад}}}{\omega_n} 0,15 = \frac{133500}{281} 0,15 = 71 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Момент сопротивления механических потерь СГ, приведенный к валу ПД:

$$M'_{\text{м.сг}} = \frac{\Delta P_{\text{сг}}}{\omega_n} 0,15 = \frac{103000}{281} 0,15 = 55 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Мощность механических потерь системы привода в конце разгона

$$P_{\text{мех}} = \sum_{i=1}^{i=4} M_{\text{мех}i} \cdot \omega_n = 58,5 \text{ кВт}.$$

Максимальная требуемая мощность ПД в процессе разгона составит

$$P_{\text{тр.п}} = 230 + 46 + 58 = 334 \text{ кВт}.$$

С учётом $\eta_{\text{пд}}$ максимальная электрическая мощность, потребляемая приводным электродвигателем в процессе разгона, составит

$$P_{\text{эр.пд}} = \frac{P_{\text{тр.п}}}{\eta_{\text{пд}}} = \frac{334}{0,955} = 350 \text{ кВт}. \quad (2)$$

ИСПЫТАНИЯ И МЕТОДЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для проверки результатов методики расчёта мощности ПД были проведены экспериментальные исследования, которые выполнены на базе АСУС. В состав сети PROFIBUS-DPACYS входят: программируемый логический контроллер *SimaticS7-1200 CPU1214C* (ведущее устройство, мастер сети) с модулями ввода/вывода, модуль децентрализованной периферии *ET 200SP* с модулем аналогового ввода *AI EnergyMeter 480VACST* (электрический счётчик), а также ПЧ, ТВ1 и ТВ2. Универсальная макропрограмма, установленная в ПЧ, позволяет мастеру сети считывать фактическое значение выходной мощности ПЧ $P_{\text{э.пд}}$ на энергетической диаграмме (см. **рис. 2**). Выходные сигналы крутящего момента и частоты вращения с датчика *T40B* обрабатываются многоканальной измерительной системой *MGCplus* и далее в виде потенциальных сигналов $\pm 10 \text{ В}$ поступают на модуль аналогового ввода контроллера. В рабочей программе контроллера данные сигналы масштабируются, перемножаются и результат записывается в переменную, содержащую значение текущей механической мощности на валу АД $P_{\text{м.ад}}$ на энергетической диаграмме (см. **рис. 2**). В статорной цепи СГ установлены трансформаторы тока и напряжения *TT1 600/5 А* и *TV1 6000/100 В* соответственно (см. **рис. 1**), преобразующие линейные токи и напряжения СГ в стандартные измерительные сигналы 5 А и 100 В , которые поступают в *EnergyMeter*. *EnergyMeter* позволяет контролировать различные электрические и энергетические параметры сети. *EnergyMeter* определяет значение активной мощности трехфазной сети $P_{\text{в}}$ за вычетом $\Delta P_{\text{тп}}$.

Таким образом, спроектированная система автоматического управления и мониторинга позволяет контролировать реальные мощности в характерных узлах системы привода стенда.

Архивация электрических параметров не предусмотрена в АСУС, поэтому было принято решение записать осциллограммы вышеперечисленных мощностей с помощью встроенного цифрового осциллографа программного обеспечения *STARTER* для ввода в эксплуатацию приводов, установленного на ноутбуке. Ноутбук был подключен к сети *PROFIBUS-DP* через *USB 2.0* посредством коммуникационного процессора *CP5711*. Для обмена данными между контроллером и ТВ1 была выбрана свободная телеграмма *PZD 8/8*, т.е. в формате 8 слов принимается, 8 слов передаётся. Переменные типа «*intb*» (от -32768 до 32767), содержащие фактические значения мощностей, записывались в одномерный массив слов «*array[0...7] of word*» и передавались по шине данных в ТВ1. Полученные от контроллера телеграммы *PROFIdrive PZD 8/8* (заданные значения) в формате *word* доступны для наблюдения и осциллографирования на коннекторном выходе *r2050[0...31]* тиристорного возбуждателя ТВ1.

В ходе плановых испытаний вертолётных валов на модернизированном электроприводе стенда были сняты осциллограммы мощности $P_{\text{э.пд}}$ (**рис. 3**), потребляемой ПД в процессе пуска. Как видно из представленной осциллограммы, максимальная мощность в конце разгона составила $P_{\text{эр.пд}} = 367 \text{ кВт}$.

На **рис. 4** и **5** представлены: мощность на валу АД $P_{\text{м.ад}}$ (мощность загрузки валов трансмиссии), мощность на выходе СГ – $P_{\text{в}}$ и мощность $P_{\text{э.пд}}$, потребляемая ПД на 3-м этапе программы испытаний, при максимальной загрузке валов в 11 кН .

Как видно из представленных осциллограмм, максимальное относительное расхождение между расчетными значениями и реальными величинами составляет 14%.

$$\Delta_m = \frac{337 - 295}{295} 100\% = 14 \text{ \%}.$$

Уровень точности расчёта находится в пределах точности исходных величин, которые находились в расположении (КПД, $\cos\phi$, $U_{\text{л.п}}$, $M_{\text{тр0}}$ и т.д.). По наибольшему значению рассчитанной мощности (2) выбирается двигатель ближайшей большей мощности из ряда значений номинальных мощностей электрических машин соответственно с ГОСТ 12139-84 [10]. В соответствии с данным расчётом мощность электродвигателя компенсации потерь стенда была выбрана равной 400 кВт .

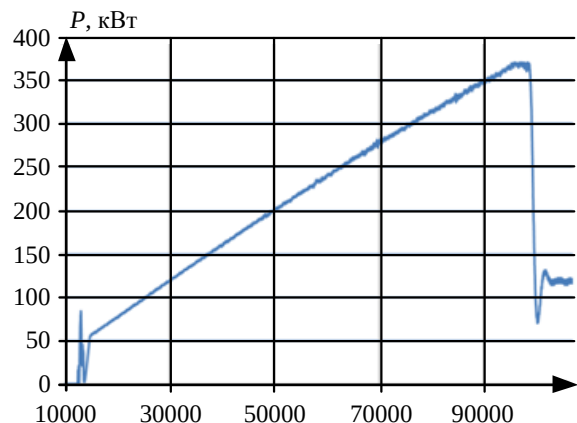


Рис. 3. Мощность $P_{\text{эр.пд}}$, потребляемая ПД в процессе пуска

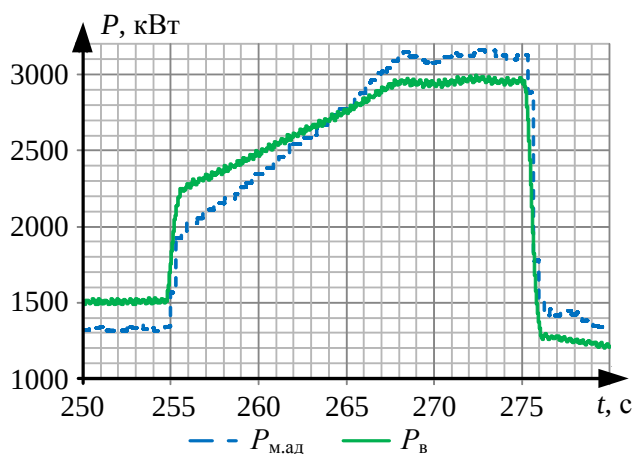


Рис. 4. Мощность $P_{м.ад}$ на валу АД и мощность P_v , возвращаемая СГ на 3-м этапе программы испытаний

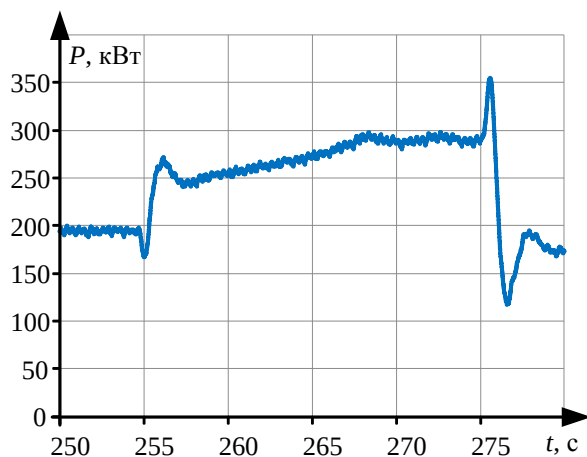


Рис. 5. Мощность $P_{эл.д.}$, потребляемая ПД на 3-м этапе программы испытаний

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная методика учёта составляющих мощности электродвигателя компенсации потерь позволяет обосновать выбор мощности привода для электромеханических комплексов электрозамкнутого типа подобных объектов. Промышленная эксплуатация привода стенда испытания хвостового вала вертолёта МИ-26 на предприятии АО «МВЗ им. М.Л. Миля» подтвердила достоверность выбора мощности его электропривода. Экспериментальная оценка результатов расчёта на примере этого электропривода показала их достаточную сходимость (относительная разница не превышала 14%).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электропривод стенда для испытаний силовой трансмиссии вертолетов / Осипов О.И., Холин А.В., Иванов Г.М., Новиков В.И. // Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 3: в 5 ч. Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. Ч. 3. С. 107-112.
2. Aerospace Manufacturing and Design // RedViking and Siemens save energy, time and money for the United States Military. Интернет-журн. 31.08.2015. URL: <http://www.aerospacemanufacturinganddesign.com/article/amd0815-military-helicopter-powertrain-redviking/> (дата обращения: 25.09.2017).
3. Осипов О.И., Наживин А.Е. Электромеханический комплекс для испытания силовой трансмиссии вертолетов // XI Международная IEEE Сибирская конференция по управлению и связи SIBCON-2015, Омск, 11-13 мая 2015 г. Published in Control and Communications (SIBCON) 2015. pp. 12-15. doi 10. 1109/SIBCON. 2015/7147078.
4. Наживин А.Е., Осипов О.И. Модернизация электропривода стенда испытаний хвостового вала вертолёта // Международный инженерный журнал «Приводы и компоненты машин»; ООО НПП «Подъемтранссервис». 2016. № 4-5. С. 16-19.
5. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник для студентов высших учебных заведений / под ред. В.М. Терехова. М.: Издательский центр «Академия», 2006. 304 с.
6. Natural Resources Canada [Электронный ресурс]: Electric Motors: EnergyEfficiencyReferenceGuide // CEATechnologies Inc. (CEATI) 2007. С. 100. URL: <http://www.nrcan.gc.ca/sites/www.nrcan.gc.ca/files/energy/pdf/energystar/motors-ref-eng.pdf> (дата обращения: 25.09.2017)
7. Кафедра Электромеханики Института Электротехники МЭИ [Электронный ресурс]: Гл. 4. Синхронные машины 4-3.8. Характеристики и векторные диаграммы URL: <http://elmech.mpei.ac.ru/em/em/Ch4/4-03-08-6.htm> (дата обращения: 25.09.2017).
8. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
9. Rahul Tiwari, Dr. A.K. Bhardwaj. Analysis of Induction Motor with die cast rotor // INTERNATIONAL JOURNAL OF INNOVATIVE RESEARCH IN ELECTRICAL, ELECTRONICS, INSTRUMENTATION AND CONTROL ENGINEERING, vol. 2, iss. 6, June 2014, pp. 1552-1558. URL: <http://www.ijireeice.com/upload/2014/june/IJIREEICE1D%20s%20raahul%20Analysis%20of%20Induction.pdf> (дата обращения: 25.09.2017).
10. ГОСТ 12139-84 (СТ СЭВ 4434-83). Машины электрические вращающиеся. Ряды номинальных мощностей, напряжений и частот. М.: Изд-во стандартов, 1985. 5 с.

Поступила в редакцию 24 октября 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

POWER CALCULATION OF THE ELECTRIC MOTOR OF LOSSES COMPENSATION OF TEST STAND OF HELICOPTER TAIL SHAFT

Andrey E. Nazhivin

First rank engineer, «Ruselprom» engineering center LLC, Moscow, Russia.

E-mail: nazhivinandrey@mail.ru

Oleg I. Osipov

D.Sc. (Eng.), Professor, Department of Automated Electric Drive, Moscow Power Engineering Institute, Moscow, Russia.

E-mail: osipovoi2015@yandex.ru

The paper is devoted to substantiation of the method of power calculation of the electric motor of losses compensation of test stand of helicopter tail shaft. The paper contains experimental oscillograms of instantaneous powers in characteristic places of the test stand, their comparison with the power diagram of the electric drive of the stand. According to this method of calculation the asynchronous variable-frequency electric drive for test stand of helicopter tail shaft was designed and implemented at the JSC «MVZ named after M.L. Mil».

Keywords: Electric drive of losses compensation, test stand of helicopter tail shaft, power calculation of the electric motor.

REFERENCES

1. Osipov O.I., Kholin A.V., Ivanov G.M., Novikov V.I. *Elektroprivod stenda dlya ispytaniy silovoy transmissii ver-toletov*. [Electric drive of the test stand for testing power transmission of helicopters]. Tula, TulGU Publ., 2010, pp. 107-112. (In Russian)
2. Aerospace Manufacturing and Design. RedViking and Siemens save energy, time and money for the United States Military. Magazine 31.08.2015. URL: <http://www.aerospacemanufacturinganddesign.com/article/amd0815-military-helicopter-powertrain-redviking/> (Accessed: 25.09.2017).
3. Osipov O.I., Nazhivin A.E. Electromechanical Complex for Test of Power Transmission of Helicopters. *2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Omsk, 21-23 may 2015, pp. 12-15. doi 10.1109/SIBCON.2015/7147078.
4. Nazhivin A.E., Osipov O.I. Modernization of the electric drive of the test stand of helicopter tail shaft. *International Engineering Journal «Machine drives and parts»*. 2016, no. 4-5, pp. 16-19. (In Russian)
5. Terekhov V.M., Osipov O.I. *Sistemy upravleniya elektroprivodov: Uchebnik* [Control systems of electric drives: The textbook]. Moscow, Akademiya Publ., 2006, 704 p. (In Russian)
6. Natural Resources Canada [Electronic resource]: Electric Motors: Energy Efficiency Reference Guide. CEA Technologies Inc. (CEATI) 2007, 100 p. URL: <http://www.nrcan.gc.ca/sites/www.nrcan.gc.ca/files/energy/pdf/energystar/motors-ref-eng.pdf> (Accessed: 25.09.2017)
7. Department of Electromechanics of Institute of Electrical Engineering of MPEI [Electronic resource]: Chapter 4. Synchronous machines 4-3.8. Characteristics and vector diagrams. URL: <http://elmech.mpei.ac.ru/em/em/Ch4/4-03-08-6.htm> (Accessed: 25.09.2017).
8. Klyuchev V.I. *Teoriya elektroprivoda: Uchebnik* [Theory of the electric drive: The textbook]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2001, 704 p. (In Russian)
9. Rahul Tiwari, Dr. A.K. Bhardwaj. Analysis of Induction Motor with die cast rotor. *INTERNATIONAL JOURNAL OF INNOVATIVE RESEARCH IN ELECTRICAL, ELECTRONICS, INSTRUMENTATION AND CONTROL ENGINEERING*, vol. 2, iss. 6, June 2014, pp. 1552-1558. URL: <http://www.ijireeice.com/upload/2014/june/IJIREEIC E1D%20s%20rahul%20Analysis%20of%20Induction.pdf> (Accessed: 25.09.2017).
10. State Standart 12139-84 (STSEV 4434-83). Rotating electric machines. Series of nominal powers, voltages and frequencies. Moscow, Standartuniform Publ., 1985. 5 p. (In Russian).

Наживин А.Е., Осипов О.И. Расчет мощности электродвигателя компенсации потерь стenda испытаний хвостового вала вертолётa // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 20-26. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-20-26](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-20-26)

Nazhivin A.E., Osipov O.I. Power Calculation of the Electric Motor of Losses Compensation of Test Stand of Helicopter Tail Shaft. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 20-26. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-20-26](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-20-26)

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, АВТОМАТИКА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 004.942+519.876.5+621.3.018.783.3

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-27-31](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-27-31)

Жуков Н.А.

Белгородский государственный технологический университет им. В.Г. Шухова

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМИ ФИЛЬТРАМИ

В статье рассмотрена система управления активным силовым фильтром высших гармоник. Исследована обобщенная структура параллельного активного фильтра. В структуре системы управления выделен функциональный блок, отвечающий за генерацию сигнала искажений токов нагрузки на основании информации, получаемой непосредственно из системы электроснабжения. Тип и способы получаемой информации напрямую зависят от математического аппарата, используемого исследуемым блоком. Проанализированы два способа выделения сигнала искажений: метод мгновенной мощности и метод режекторной фильтрации. Метод мгновенной мощности (p-q теория) предполагает использование преобразования Кларка для перехода от однофазной системы токов и напряжений к двухфазной системе. Затем производится расчет активной и реактивной мощностей, переменные составляющие которых обусловлены наличием высших гармонических составляющих. Выделение переменных составляющих мощностей необходимо для расчета токов искажений сначала в двухфазной системе, а после обратного преобразования и в трехфазной системе координат. Второй способ заключается в фильтрации режекторным фильтром, настроенным на частоту первой гармоники тока, и получения, таким образом, сигнала искажений. Рассмотрены структурные схемы систем, построенных по исследуемым методам. Исследование и сравнение систем проводилось методом имитационного моделирования. В качестве результатов моделирования приведены спектральные составы компенсированных токов системы электроснабжения с потребителями, имеющими нелинейные вольт-амперные характеристики. Также представлены значения коэффициентов несинусоидальности токов, полученные в ходе моделирования. Анализ полученных результатов позволил сделать вывод о наиболее предпочтительном использовании метода режекторной фильтрации в структуре системы управления активным фильтром.

Ключевые слова: система управления, силовой активный фильтр, имитационное моделирование, компенсация высших гармоник, теория мгновенной мощности, фазовая автоподстройка частоты.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для компенсации искажений токов и напряжений в системах электроснабжения нелинейных потребителей используются активные силовые фильтры. Активный силовой фильтр – это преобразователь переменного/постоянного тока, формирующий методами импульсной модуляции усредненное значение тока (напряжения), равное разности нелинейного тока или напряжения и синусоидального тока (напряжения) его основной гармоники [1]. Структура активного фильтра (рис. 1) включает в себя силовую часть и систему управления (СУ).

Силовая часть строится на базе силовых транзисторных ключей (чаще всего IGBT транзисторов), как правило, соединенных по мостовой схеме Ларионова, а также сглаживающих дросселей на стороне переменного тока и емкостным или индуктивным накопителем электрической энергии на стороне постоянного тока.

Информация об электромагнитных процессах в сети снимается датчиками и поступает на вход вычислителя-оценщика (ВО), задачей которого является формирование сигнала, пропорционального искажениям кривых токов. Система управления силовыми ключами – следящая система, которая обеспечивает регулирование тока активного фильтра по отклонению. Формирователь импульсов управления (ФИУ) является согласующим устройством между входами силовых приборов и выходом регулятора.

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ИСКАЖЕНИЙ

Для исследования систем управления удобно использовать имитационное моделирование на ЭВМ. В

статье рассматривается моделирование ВО в системе Simulink. Вычислитель-оценщик моделируется в зависимости от математического аппарата, используемого системой управления. Методы формирования управляющих сигналов можно разделить на две группы [2]. К первой группе относят методы формирования управляющих сигналов в частотной области. Стратегия формирования управляющих сигналов в частотной области основана на представлении несинусоидальных токов и напряжений в виде ряда Фурье. Общий недостаток методов формирования управляющих сигналов в частотной области заключается в том, что требуется предварительная аналоговая фильтрация для того, чтобы исключить наложение спектров сигналов. Включение фильтра вносит дополнительные амплитудные и фазовые искажения. Кроме того, необходима синхронизация между частотой дискретизации и частотой основной гармоники. И наконец, анализируемый сигнал должен быть стационарным, что на практике выполняется не всегда. Методы формирования управляющих сигналов во временной области основаны на формировании компенсирующих сигналов из мгновенных значений токов и напряжений сети. Благодаря большому быстродействию они получили преимущественное распространение [3].

Имеющиеся методы формирования управляющих сигналов во временной области можно условно разделить на 2 группы:

- метод мгновенной мощности;
- метод режекторной фильтрации.

Метод мгновенной мощности (рис. 2) основан на преобразовании токов нагрузки и напряжений сети из трехфазной системы координат a, b, c в новую систему координат $\alpha, \beta, 0$ [4, 5].

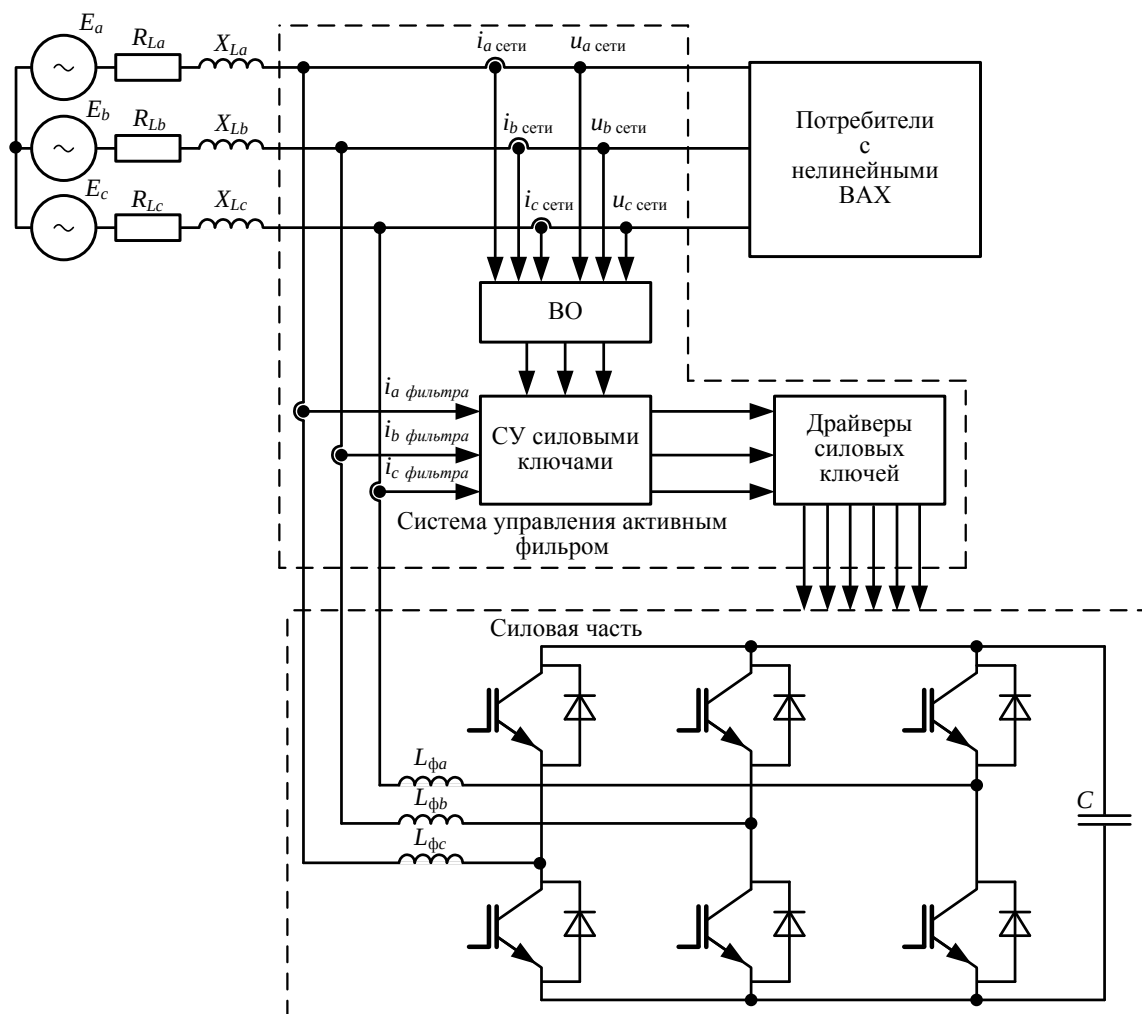


Рис. 1. Функциональная схема силового активного фильтра

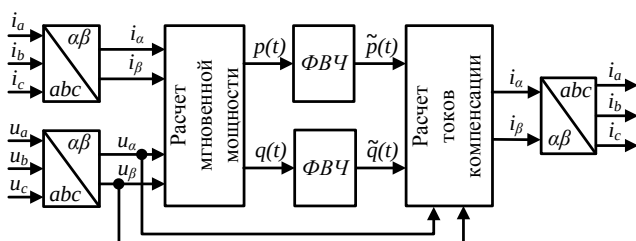


Рис. 2. Имитационная модель вычислителя оценщика, основанная на методе мгновенной мощности

По полученным значениям производится расчет активной p и реактивной q составляющих мощности. С помощью фильтров высокой частоты (ФВЧ) из сигналов мощностей выделяются сигналы искажений (переменные составляющие) [6, 7]. Далее производится вычисление токов компенсации в неподвижной системе координат $\alpha, \beta, 0$. Затем при помощи обратного преобразования токи компенсации переводятся в реальную координатную систему a, b, c , в которой они являются искомыми сигналами управления i_a^*, i_b^*, i_c^* . Модель описанного вычислителя-оценщика представлена на **рис. 3**.

Недостатком этого принципа является большое количество математических операций, что, безусловно, усложняет практическую реализацию вычислителя-оценщика и снижает точность выявления сигнала управления и, соответственно, снижает точность фильтрации тока.

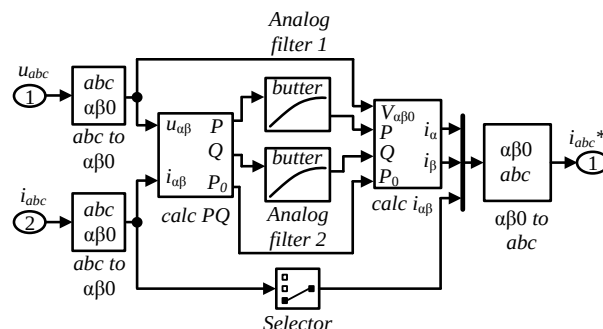


Рис. 3. Имитационная модель ВО, построенная по принципу мгновенной мощности

Такие вычислители-оценщики имеют высокую стоимость, что при нынешней покупательной способности промышленных предприятий сдерживает внедрение активных фильтров, построенных по данному принципу [8].

Использование режекторных фильтров позволяет выделять сигнал искажений без предварительных преобразований сигналов токов. Суть метода заключается в фильтрации режекторным фильтром, настроенным на частоту первой гармоники тока, и получения, таким образом, сигнала искажений (**рис. 4**). При таком подходе возникает необходимость в синхронизации фазы и частоты управляющего компенсируемого сигналов. Для решения этой задачи в состав вычислителя-оценщика включают устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ, англ. PLL) [9].

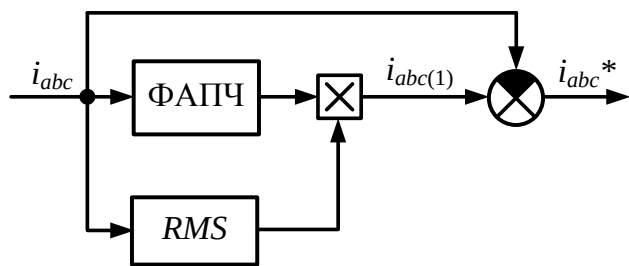


Рис. 4. Функциональная схема режекторного фильтра

Сигнал i_{abc} , пропорциональный токам нагрузки, поступает на вход блоков «ФАПЧ» и «RMS». В функции блока «ФАПЧ» [10] входит выделение частоты и фазового сдвига основной гармоники токов сети. Блок «RMS» вычисляет действующее значение токов сети. Произведение выходных сигналов описанных блоков есть сигнал, пропорциональный току основной гармоники $i_{abc(1)}$. Разность полученного сигнала и сигнала токов сети и есть сигнал искажений i_{abc}^* . Имитационная модель описанного вычислителя-оценщика представлена на рис. 5. Результатом описанных выше вычислений является аналоговый сигнал, пропорциональный искажениям токов в сети.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Имитационное моделирование систем управления активными фильтрами с вычислителями-оценщиками, построенным по двум разным принципам (рис. 6, 7), показывает:

1. Точность вычисления сигнала искажений, при прочих равных условиях, определяется характеристиками используемых в структуре ВО фильтров.
2. Структура ВО, формирующего управляющие сигналы по методу мгновенной мощности при вычислении искажений токов в трехфазной неподвижной системе координат, предполагает использование сигнала напряжений в сети (см. рис. 2), следовательно, несинусоидальность кривых напряжения будет негативным образом сказываться на точности расчета тока компенсации. Такого недостатка лишена система, использующая в своей структуре устройство ФАПЧ, следовательно, является наиболее предпочтительной.

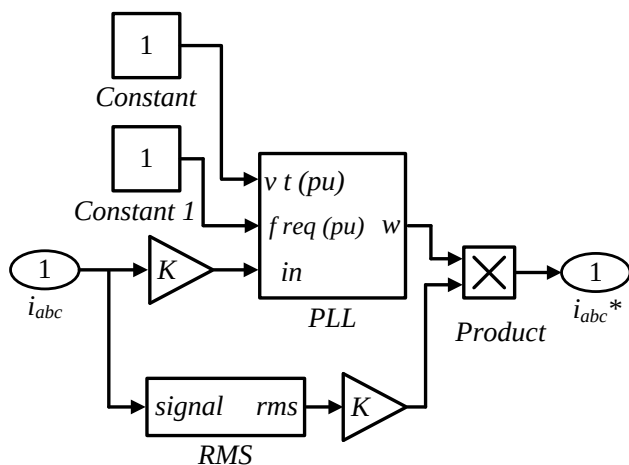


Рис. 5. Имитационная модель ВО, построенная по принципу режекторного фильтра

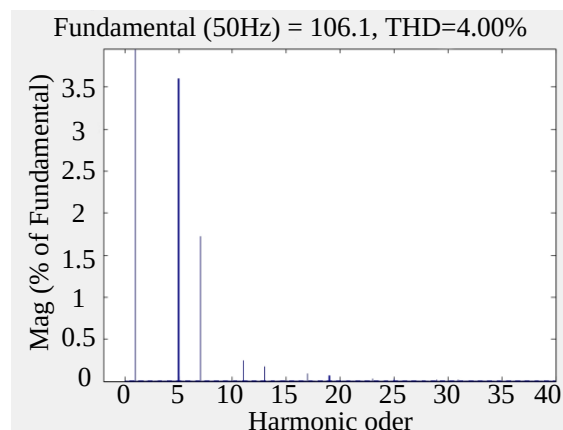


Рис. 6. Спектральный состав сигнала скомпенсированного тока в результате применения метода мгновенной мощности

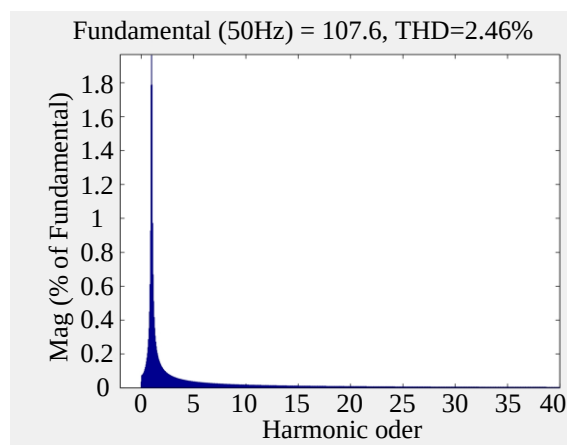


Рис. 7. Спектральный состав сигнала скомпенсированного тока в результате применения метода режекторной фильтрации

Работа выполнена в рамках реализации Программы развития опорного университета на базе БГТУ им. В.Г. Шухова с использованием оборудования на базе Центра Высших Технологий БГТУ им. В.Г. Шухова.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розанов Ю.К., Рябчинский М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М.: Изд. дом МЭИ, 2007.
2. Синтез электрокомпенсирующих устройств для систем электроснабжения: коллективная монография / Боярская Н.П. и др.; ред. В.П. Довгун. Красноярск: Сиб. фед. ун-т, 2014.
3. Боярская Н.П., Дербенев А.М., Довгун В.П. Адаптивная система формирования управляющих сигналов для активных фильтров гармоник // Ползуновский вестник. 2011. № 2/1. С. 25-29.
4. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Wiley-IEEE Press, N. J., 2007. 375 p.
5. Akagi H. Active harmonic filters // Proceedings of the IEEE. 2005. Vol. 93. No. 12. P. 2128-2141.
6. Жуков Н.А. Применение метода мгновенной мощности в системе управления активным фильтрокомпенсирующим устройством // Молодежь и научно-технический прогресс: сб. докл. X междунар. науч.-практ. конференции студентов, аспирантов и молодых ученых: в 4 т. Т. 4. / сост. В.Н. Рошупкина, В.Н. Уваров [и др.]. Губкин; Старый Оскол: ООО «Ассистент плюс», 2017. С. 227-231.

7. Mahni T. et al. Three-phase for-wire shunt active filter with unbalanced loads // *Energy Procedia*. 2014. Vol. 50. P. 528-535.
8. Климаш В.С., Светлаков Д.П. Анализ физических процессов компенсатора реактивной мощности с симметрированием тока сети и новым принципом управления // *Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность*. 2007. № 5. С. 18-22.
9. Jeno Paul R.D.P., Raglend J. Design and Simulation of Phase Locked Loop Controller Based Three Phase Unified Power Quality Conditioner for Nonlinear and Voltage Sensitive loads // *International journal of applied Engineering research*, Dindigul. 2010. Vol. 1. No. 2. P. 234-243.
10. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / пер. с англ.; под ред. Б.Н. Бронина. М.: Бином, 2012.
11. Авербух М.А., Жуков Н.А., Хворостенко С.В. Оценка уровня высших гармоник токов и напряжений в электрических сетях заводов железобетонных изделий // *Научное обозрение*. 2016. № 7. С. 79-85.
12. Жуков Н.А. Сравнение систем управления активными фильтрокомпенсирующими устройствами при нестационарных процессах // *Молодежь. Наука. Технологии: сб. науч. тр. Междунар. науч.-техн. конференции студентов и молодых ученых: в 4 ч. / под ред. Е.Г. Гуровой, С.В. Макарова*. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. ISBN 978-5-7782-3196-2. Ч. 4: Промышленная электроника. Энергетика. С. 31-33.

Поступила в редакцию 16 августа 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

SIMULATION MODELING OF ACTIVE FILTERS CONTROL SYSTEM

Nikolay A. Zhukov

Teaching Assistant, Belgorod State Technological University named after V.G. Shoukhov, Belgorod, Russia.
E-mail: Nikolayzhukov1993@gmail.com.

The paper is concerned with power active filters of high harmonics control system. Shunt active filter generalized structure was investigated. A functional unit responsible for generating a distortion signal of the circuit currents is considered in the structure of the control system. Two ways of isolating the distortion signal are analyzed: the instantaneous power method and the notch filtering method. The instantaneous power method (p-q theory) assumes the use of the Clarke transformation for the transition from a single-phase system of currents and voltages to a two-phase system. Then, the active and reactive powers are calculated, the variable components of which are determined by the presence of higher harmonic components. The allocation of variable power components is necessary for calculating distortion currents from the beginning in a two-phase system, and after an inverse transformation, and in a three-phase coordinate system. The second method consists in filtering the notch filter tuned to the frequency of the first harmonic of the current, and thus obtaining a distortion signal. Structural diagrams of systems constructed according to the methods are studied. Research and comparison of the systems were carried out by the method of simulation modeling. As the simulation results, the spectral compositions of the compensated currents of the power supply system with consumers having nonlinear current-voltage characteristics are given. Also, the values of the non-sinusoidal current coefficients were obtained during the simulation. The analysis of the obtained results made it possible to draw a conclusion about the most preferable use of the notch filtering method in the structure of the active filter control system.

Keywords: Control system, power active filter, simulation modelling, high harmonics compensation, instantaneous power theory, phase-locked loop.

REFERENCES

1. Rozanov Yu.K., Ryabchinskiy M.V., Kvasnyuk A.A. *Silovaya elektronika* [Power electronics]. Moscow: Izd. dom MEI, 2007. (In Russian)
2. Boyarskaya N.P. and others. *Sintez filtrokompensiruyushchikh ustroystv dlya sistem elektrosnabzheniya: kollektivnaya monografiya* [Synthesis of filter compensating devices for power supply systems: collective monograph]. [ed. V.P. Dovgun]. Krasnoyarsk: Siberian federal university, 2014.
3. Boyarskaya N.P., Derbenev A.M., Dovgun V.P. Adaptive system for generating control signals for active harmonic filters. *Polzunovskiy vestnik*. 2011, no. 2/1, pp. 25-29. (In Russian)
4. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. Wiley-IEEE Press, N. J., 2007. 375 p.
5. Akagi H. Active harmonic filters. *Proceedings of the IEEE*. vol. 93. 2005, no. 12, pp. 2128-2141.
6. Zhukov N.A. Application of the instantaneous power method in the control system of the active filter compensating device. *Molodezh i nauchno-tekhnicheskii progress: Sbornik dokladov X mezhdunarodnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii studentov, aspirantov i molodykh uchenykh: v 4t* [Young people and scientific and technical progress: Collected papers of the X International scientific and practical conference of students, graduate students and young scientists: in 4 volumes]. Vol. 4. Compiled by V.N. Roshchupkina, V.N. Uvarov [and others]. Gubkin, Staryy Oskol: Assistant plyus, 2017, pp. 227-231. (In Russian)
7. Mahni T. et al. Three-phase for-wire shunt active filter with unbalanced loads. *Energy Procedia*. 2014, vol. 50, pp. 528-535.
8. Klimash V.S., Svetlakov D.P. Analysis of physical processes of the compensator of reactive power with the symmetry of the network current and a new control principle. *Elektro. Elektrotehnika, elektroenergetika, elektrotehnicheskaya promyshlennost* [Electro. Electrical engineering, electric power industry, electrotechnical industry]. 2007, no. 5, pp. 18-22. (In Russian)
9. JenoPaul R.D.P., Raglend J. Design and Simulation of Phase Locked Loop Controller Based Three Phase Unified Power Quality Conditioner for Nonlinear and Voltage Sensitive loads // *International journal of applied Engineering research*, Dindigul. 2010, vol. 1, no. 2, pp. 234-243.
10. Horovits P., Hill W. *Iskusstvo skhemotekhniki* [The art of electronics]: Translation from English P. Horovits, Under the editorship of B.N. Bronina. Moscow: Binom, 2012.
11. Averbukh M.A., Zhukov N.A., Khvorostenko S.V. Evaluation of the level of higher harmonics of currents and voltages in electrical networks of reinforced concrete products

- plants]. *Nauchnoye obozreniye* [Scientific review]. 2016, no. 7, pp. 79-85. (In Russian)
12. Zhukov N.A. Comparison of control systems of active filter-compensating devices in nonstationary processes. *Molodezh. Nauka. Tekhnologii: sbornik nauchnykh trudov Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii studentov i molodykh uchenykh v 4 ch.* [The youth. The science. Technologies: a collection of scientific papers of the International Scientific and Technical Conference of Students and Young Scientists in 4 parts] Ed. E.G. Gurovoy, S.V. Makarova. Novosibirsk: Izd-vo NGTU, 2017, vol. 4: Promyshlennaya elektronika. Energetika. [Industrial electronics. Power Industry], pp. 31-33.
-
- Жуков Н.А. Имитационное моделирование систем управления активными фильтрами // *Электротехнические системы и комплексы*. 2017. № 4(37). С. 27-31. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-27-31](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-27-31)
- Zhukov N.A. Simulation modeling of active filters control system. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electro-technical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 27-31. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-27-31](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-27-31)
-

Корнилов Г.П., Николаев А.А., Шулепов П.А., Петухова О.И.

Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова

ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДОЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РЕСУРСОВ В ДУГОВЫХ ПЕЧАХ

Удельная мощность печных трансформаторов современных сверхмощных дуговых сталеплавильных печей достигла значения 1,2 МВА/т, и дальнейшее ее увеличение не представляется возможным. Повышение производительности осуществляется за счет внедрения альтернативных источников энергии, таких как природный газ, кислород и жидкий чугун. В связи с этим встает вопрос о рациональном распределении долей используемых энергоресурсов в общем тепловом балансе. Одним из вариантов решения является регулировка объемов каждого из энергоресурсов в зависимости от стадии плавки. В статье рассмотрен способ, позволяющий судить о том, на какой из стадий плавки находится печь, анализируя значение коэффициента несимметрии кривой тока. На его основе возможно построение системы автоматического регулирования объемов электроэнергии, газа и кислорода. Коэффициент несимметрии кривой силы тока имеет прямую зависимость от величины четных высших гармонических составляющих тока дуги. Наибольшего значения они достигают на стадии образования колодцев, которое снижается по мере увеличения доли расплавленного металла в общей массе загрузки печи. В свою очередь, на протяжении плавки значение нечетных высших гармонических составляющих тока увеличивается. Система управления анализирует скорость изменения значений четных и нечетных гармонических составляющих, на основе чего формирует сигналы регулирования объемов природного газа и кислорода. Рассмотренный в статье метод определения стадии плавки позволяет использовать приборы с довольно низкой частотой дискретизации – 500 Гц, что увеличивает быстродействие системы в целом. Внедрение данной системы позволит снизить затраты на производство стали и повысить КПД печи.

Ключевые слова: дуговая сталеплавильная печь, энергетическая эффективность, распределение энергоресурсов, система автоматического регулирования, коэффициент несимметрии, коэффициент синусоидальности.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из ключевых задач по повышению энергетической эффективности современных сверхмощных дуговых сталеплавильных печей (ДСП) является рациональное распределение различных энергетических ресурсов, подводимых в рабочее пространство печи, в общем тепловом балансе. К основным энергетическим ресурсам относятся: электрическая энергия, природный газ, кислород и жидкий чугун [1]. Для наиболее оптимального распределения объемов каждого из энергоресурсов необходимо решить задачу оптимизации, критерием которой является наименьшее суммарное значение экономических затрат на плавку. Решение данной проблемы является весьма сложной задачей, т.к. в него входит большое количество факторов, обусловленных технологическими требованиями, таких как время плавки, температура стали на выходе, химический состав стали и т.п. [2]. Наиболее оптимальным решением является построение системы автоматического регулирования объемов подводимых энергетических ресурсов. Для ее разработки необходимо определить, какие из параметров можно использовать для определения стадии плавки. Рассмотрим несколько вариантов распределения энергоресурсов.

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ РЕСУРСОВ ПЕЧИ

Первый вариант – увеличение объема подаваемого природного газа на всем протяжении плавки. Данное решение позволит снизить долю потребленной электрической энергии и уменьшить время плавки. Но при этом необходимо учитывать, что общее время плавки установлено технологическими особенностями производства и не должно значительно отклоняться от заданных значений. Также увеличение объема газа целесообразно на начальных стадиях ведения плавки, когда

доля твердого материала превышает долю расплава в объеме печи. При переходе стали в жидкую фазу целесообразно производить плавку энергией электрической дуги, т.к. это позволяет добиваться высокой степени чистоты расплава и исключает возможность внесения в него дополнительной массы углерода.

Вторым вариантом является увеличение объема подводимого в рабочее пространство печи кислорода на всем протяжении плавки. Это также позволяет снизить долю электроэнергии за счет протекания экзотермических реакций в расплаве. В свою очередь, данное решение увеличивает количество выжигаемого из стали углерода и приводит к увеличению утара металла. Также увеличение объема подаваемого кислорода в начальные моменты ведения плавки, когда велика доля твердого материала, приводит к повышению температуры отходящих газов, может вывести из строя систему дымоудаления [3].

Каждый из вариантов позволяет снизить долю подводимой электрической энергии, тем самым снизив экономические затраты на плавку [4]. Однако применение каждого из вариантов в отдельности влечет за собой негативное влияние на качество выплавляемой стали и увеличивает износ различных систем. Решением данной проблемы является комплексное применение каждого из методов. Увеличение объема природного газа наиболее целесообразно производить на начальных стадиях плавки. Это позволит ускорить переход материала из твердой стадии в жидкую. Кислород, напротив, необходимо подводить в избытке на стадии, когда материал практически полностью перейдет в жидкое состояние, что позволит получить дополнительную энергию от протекания экзотермических реакций.

Для построения автоматической системы регулирования объемов подводимых газов необходимо знать, на какой стадии плавки печь находится в тот или иной момент. Это возможно осуществить путем определения гармонических составляющих тока. На начальных стадиях ведения плавки значение четных высших гар-

моник тока превышает значение нечетных, и наоборот, на конечных стадиях значение нечетных гармоник превышает значение четных. За время расплавления первой закладки материала суммарное действующее значение четных высших гармоник тока снижается с 12 до 4% относительно номинального первичного тока печного трансформатора. За это же время суммарное действующее значение нечетных высших гармоник тока снижается с 8 до 6% [5].

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ОБЪЕМАМИ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Наиболее четкую картину о стадии плавки можно получить, анализируя значения четных высших гармоник тока, т.к. за период расплавления материала их значение изменяется в более широких пределах. Данный способ позволяет регулировать объем природного газа, однако возникают трудности при регулировании объема кислорода в тот момент, когда значения четных и нечетных гармонических составляющих становятся

примерно равными. Это наблюдается в те моменты, когда материал начинает переход из твердой фазы в жидкую. С одной стороны, увеличение объема подводимого кислорода приведет к интенсификации экзотермических реакций и позволит снизить необходимый объем электрической энергии [6]. С другой стороны, повышение доли экзотермических реакций в общем тепловом балансе ведет к росту температуры отходящих газов и, тем самым, дополнительному расходу электрической энергии на их очистку и охлаждение [7, 8]. Исходя из этого, целесообразно, наряду с измерением значений гармонических составляющих тока, производить измерение и фиксировать изменение температуры отходящих газов.

Учитывая все вышеизложенное, можно построить автоматическую систему управления объемами, электрической энергии, природного газа и кислорода, которая способна определять стадию плавки за счет измерения технологических параметров (рис. 1) [9].

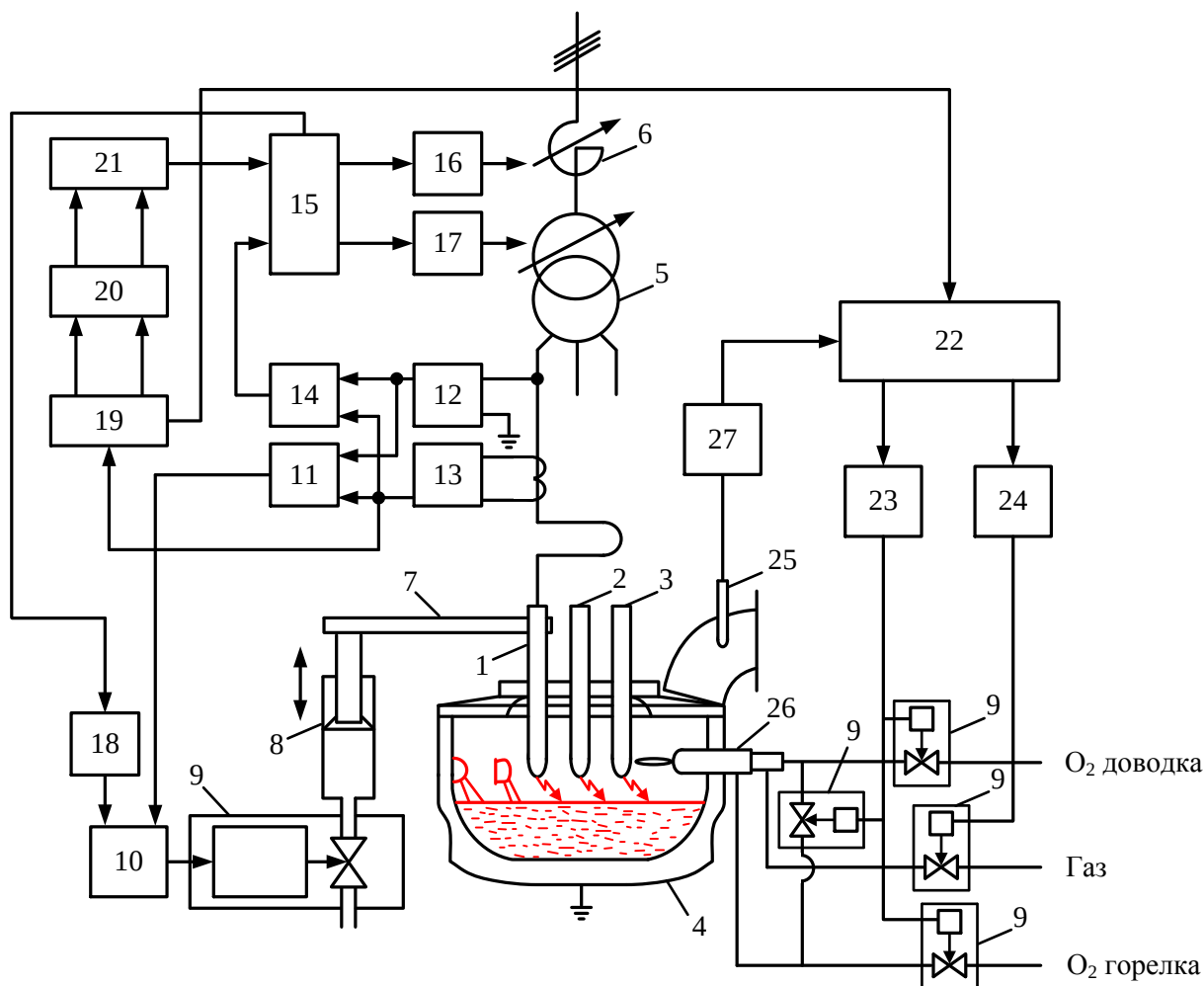


Рис. 1. Блок-схема системы управления электрическим режимом, объемами природного газа и кислорода с подсистемой диагностики стадий плавки по высшим гармоникам токов дуг (1, 2, 3 – электроды; 4 – ванна печи; 5 – печной трансформатор; 6 – реактор; 7 – электроподдержатель; 8 – гидроцилиндр; 9 – сервоклапан; 10 – система управления первым уровнем с регулятором импеданса; 11 – блок расчета импеданса; 12, 13 – датчики тока и напряжения; 14 – блок расчета расхода электроэнергии; 15 – система управления вторым уровнем; 16, 17 – исполнительные механизмы РПН реактора и трансформатора; 18 – блок выбора уставки импеданса; 19 – блок расчета коэффициента искажения синусоидальности кривой тока дуг и дисперсии тока дуг; 20 – блок усреднения; 21 – блок определения стадий плавки; 22 – блок обработки данных; 23 – система управления подачей кислорода (СУПК); 24 – система управления подачей природного газа (СУПГ); 25 – датчик температуры отходящих газов; 26 – газокислородная горелка; 27 – преобразователь сигнала)

Блок обработки данных формирует сигналы для систем управления подачей газа и кислорода на основе данных, полученных с датчика температуры отходящих газов и блока расчета коэффициента искажения синусоидальности кривой тока и дисперсии тока дуг. В свою очередь, СУПК и СУПГ подают управляющие сигналы на сервоклапаны. Исходными данными, поступающими с блока определения стадий плавки, может служить коэффициент искажения синусоидальности кривой тока дуги (THD), который вычисляется по формуле

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}. \quad (1)$$

Исследования, проведенные на действующем оборудовании дуговых сталеплавильных печей, показали, что данный параметр имеет хорошую корреляцию с технологическими стадиями плавки [9]. На рис. 2 приведены относительные значения токов наиболее значимых высших гармоник (с первой по седьмую) для трёх стадий плавки.

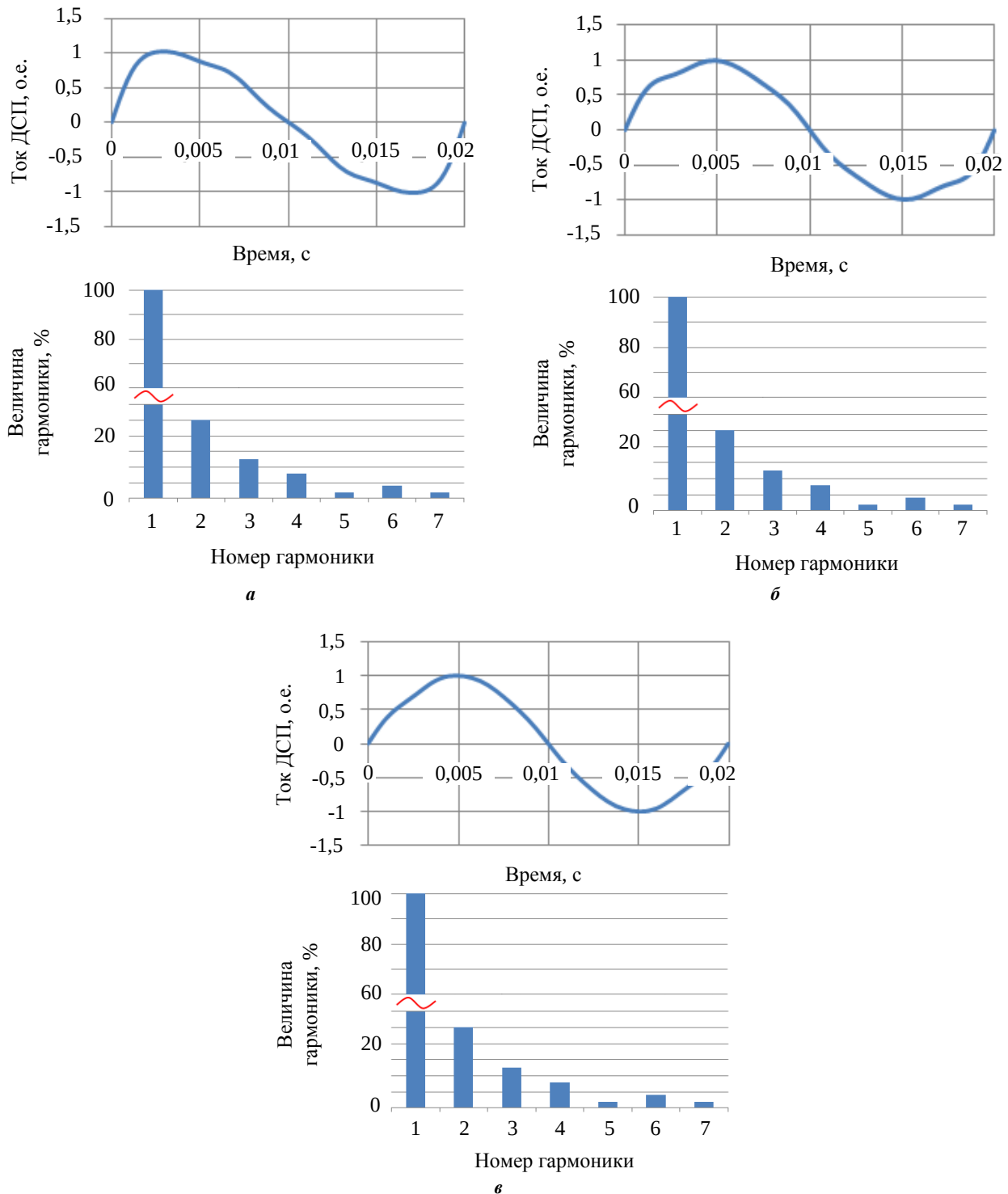


Рис. 2. Кривые относительных значений токов ДСП и гармонический состав на различных стадиях плавки:
а – начальный период плавки; б – период образования колодцев и плавления материала;
в – период горения дуг на жидкую ванну

Коэффициент несимметрии кривой тока можно выразить следующим уравнением:

$$\Delta_I = \int_0^{0,005} I(t)dt - \int_{0,005}^{0,01} I(t)dt. \quad (2)$$

Используя выражение (2), можно определить коэффициент несимметрии кривой тока для различных значений четных и нечетных гармонических составляющих (рис. 3-5).

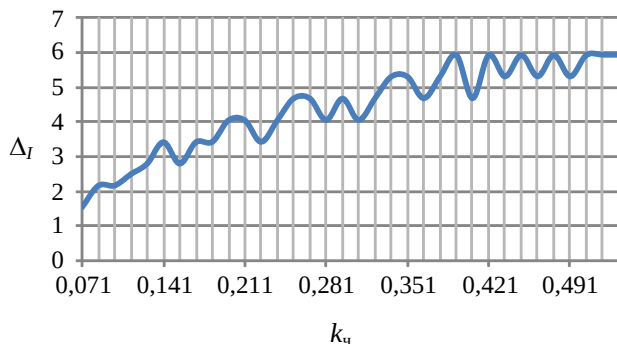


Рис. 3. Зависимость коэффициента несимметрии кривой тока от содержания четных гармонических составляющих

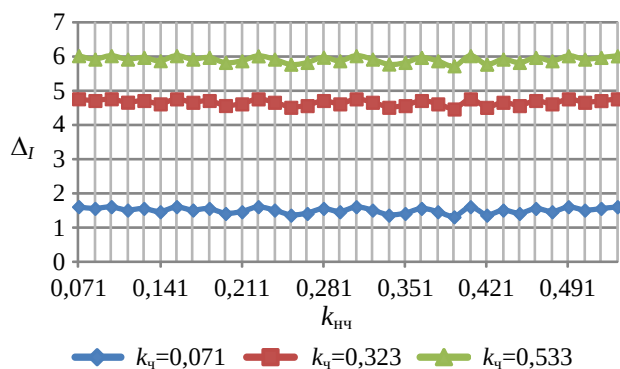


Рис. 4. Зависимость коэффициента несимметрии кривой тока от содержания нечетных гармонических составляющих

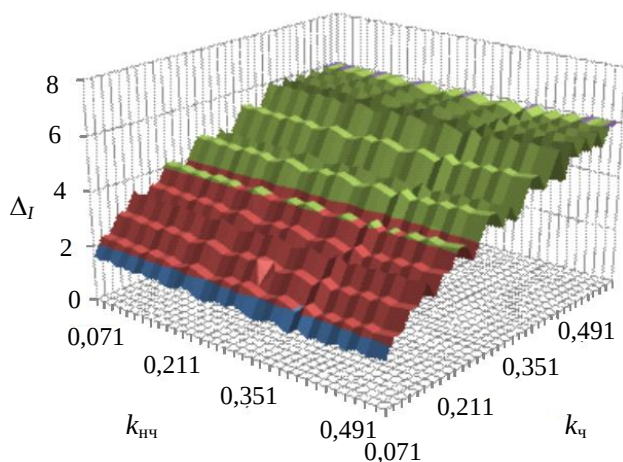


Рис. 5. Зависимость коэффициента несимметрии кривой тока от содержания четных и нечетных гармонических составляющих

Коэффициенты несимметрии кривой тока от содержания четных и нечетных гармонических составляющих определим по выражениям:

$$k_{\text{ч}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{2n}^2}}{I_1}; \quad (3)$$

$$k_{\text{нч}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{2n+1}^2}}{I_1}. \quad (4)$$

Чем больше значение Δ_I , тем значительнее несимметрия кривой тока печи и, следовательно, тем выше значение токов четных высших гармоник в его составе [10]. Значения коэффициентов THD и Δ_I для различных периодов плавки представлены в таблице.

Значения коэффициента искажения синусоидальности кривой тока ДСП и коэффициента несимметрии для различных стадий плавки

Коэффициент	THD	Δ_I
Начальный период плавки	34,5	5,8
Период образования колодцев и плавления материала	14,4	3,5
Период горения дуг на жидкую ванну	6,5	2,6

Таким образом, анализируя значение коэффициента несимметрии, можно судить о том, на какой из стадий плавки находится печь в текущий момент. Гармонические составляющие тока дуги выше 5-й не оказывают существенного влияния на значение Δ_I . Согласно теореме Котельникова в системе управления объемами природного газа и кислорода достаточно применения контроллеров с частотой дискретизации равной 500 Гц. Увеличение значения Δ_I однозначно дает информации об увеличении четных гармонических составляющих.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Повысить энергетическую эффективность и снизить затраты на энергетические ресурсы, используемые в современных сверхмощных дуговых сталеплавильных печах, возможно путем регулирования объемов данных энергоресурсов. Эту задачу можно осуществить путем внедрения системы автоматического регулирования. Для данной системы основными исходными данными являются температура отходящих газов и гармонический состав тока. На основе этих данных система способна определить, на какой стадии плавки находится печь в каждый момент времени и воздействовать на количество подводимых энергетических ресурсов.

Внедрение автоматической системы регулирования позволяет снизить количество потребляемой электрической энергии, основного энергетического ресурса, тем самым сократить суммарные экономические затраты на производство стали.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тулуевский Е.Н., Зинуров И.Ю. Инновации для дуговых сталеплавильных печей. Научные основы выбора: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. 347 с.
2. Корнилов Г.П., Шулепов П.А. Снижение затрат при эксплуатации сверхмощных дуговых сталеплавильных печей // Главный энергетик. 2015. № 5-6. С. 24-28.
3. S.I. Deaconu, G.N. Popa and I. Popa. Energy consumption reduction in dry undust filter equipment for electric arc

- furnace. Fifth International Conference in hydrotechnics. vol. 7, ISBN 973-8130-82-4, Sebes, Romania, 30-31 May, 2005, pp. 285-288.
4. Корнилов Г.П., Шулёпов П.А. Анализ способов энергосбережения в современных ДСП // Энергетические и электротехнические системы: междунар. сб. науч. трудов. Вып. 1. Магнитогорск: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та им. Г.И. Носова, 2014. 186 с.
 5. Экспериментальное исследование гармонического состава токов дуг для дуговых сталеплавильных печей различной мощности / Николаев А.А., Руссо Ж.-Ж., Сцымански В., Тулунов П.Г. // Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. 2016. № 5. С. 106-120.
 6. L.W. White and S. Bhattacharya. A single phase PSCad electric arc furnace model in IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 5352-5356.
 7. Чердиченко В.С., Бикеев Р.А., Иванова Е.Г. Научные основы обработки паропылегазовых смесей в дуговых сталеплавильных электропечах // Научный вестник НГТУ. 2013. №1(50). С. 173-181.
 8. Карасев В.П., Сулягин К.Л. Определение мощности тепловых потерь в дуговых сталеплавильных печах // Электротехнология. 2006. №3. С. 19-23.
 9. Оптимизация электрических режимов сверхмощных дуговых сталеплавильных печей / Николаев А.А., Корнилов Г.П., Ануфриев А.В., Пехтерев С.В., Повелица Е.В. // Сталь. 2014. №4. С. 37-47.
 10. L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, P. Thorgersen. Adaptive Compensation of reactive power with Shunt Active Power Filters. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 3, May/June, 11. 2008, pp. 867-877.

Поступила в редакцию 16 августа 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DEVELOPMENT OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEM AIMED AT DISTRIBUTION OF ENERGY RESOURCES IN ARC FURNACES

Gennadiy P. Kornilov

D.Sc (Eng.), Professor, Head of the department of electric power supply of industrial enterprises, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: korn_mgn@mail.ru.

Aleksandr A. Nikolaev

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Head of the department, Department of Automatic Electric Drive and Mechatronics, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: alexniko@inbox.ru.

Pavel A. Shulepov

Postgraduate student, the department of Power Supply Systems of Industrial Enterprises, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: pashulepov13@mail.ru.

Olga I. Petukhova

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, department of electric power supply of industrial enterprises, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: petuhova-olg@mail.ru.

The specific power of furnace transformers of modern high-power arc steel-making furnaces has reached the value of 1.2 MVA/t and its further increase is impossible. The increased productivity is achieved through the introduction of alternative energy sources, such as: natural gas, oxygen and liquid iron. In this connection, the question arises of the rational distribution of the shares of energy resources used in the overall heat balance. One solution is to adjust the volume of each of the energy resources, depending on the stage of melting. The article considers the method, which makes it possible to judge which stage of melting the furnace is in, analyzing the value of the asymmetry coefficient of the current curve. On its basis, it is possible to build a system of automatic regulation of volumes of electricity, gas and oxygen. The coefficient of asymmetry of the current curve has a direct dependence on the magnitude of the even higher harmonic components of the arc current. The greatest value they reach at the stage of formation of wells, which decreases as the share of molten metal increases in the total weight of the furnace charge. In its turn, during melting, the value of odd higher harmonic current components increases. The control system analyzes the rate of change in the values of the even and odd harmonic components, on the basis of which it generates signals for regulating the volumes of natural gas and oxygen. The method of determining the melting stage considered in the article makes it possible to use instruments with a fairly low frequency of 500 Hz, which makes it possible to increase the overall system performance. The introduction of this

system will reduce the cost of steel production and improve the efficiency of the furnace.

Keywords: Arc furnace, energy efficiency, energy distribution, the automatic control system, the asymmetry coefficient sinusoidal coefficient.

REFERENCES

1. Tuluevskiy E.N., Zinurov I.Yu. *Innovatsii dlya dugovykh staleplavilnykh pechey. Nauchnye osnovy vybora* [Innovations for Arc Steel Furnaces. Scientific Basis of Choice]. Novosibirsk, NGTU Publ., 2010. 347 p. (In Russian)
2. Kornilov G.P., Shulepov P.A. Reduction of Costs in the Operation of Ultra-high Power Arc Steel Furnaces. *Glavnyy energetik* [Chief Power Engineer], 2015, no. 5-6, pp. 24-28. (In Russian)
3. S.I. Deaconu, G.N. Popa and I. Popa. Energy consumption reduction in dry undust filter equipment for electric arc furnace. Fifth International Conference in hydrotechnics vol. 7, ISBN 973-8130-82-4, Sebes, Romania, 30-31 May 2005, pp. 285-288.
4. Kornilov G.P., Shulepov P.A. Analysis of Energy-saving Methods in Modern EAFs. *Energeticheskie i elektrotekhnicheskie sistemy: mezhdunar. sb. nauchn. trudov* [Power and electrical engineering systems: international collection of scientific works]. Magnitogorsk, Nosov Magnitogorsk State Technical University Publ., 2014. 186 p. (In Russian)

5. Nikolaev A.A., Russo Zh.-Zh., Stsymanski V., Tulupov P.G. Experimental Study of Harmonic Composition of Arc Currents for Arc Steel Furnaces of Various Capacities. *Vestnik Magnitogorskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta im. G.I. Nosova* [Bulletin of MSTU. G.I. Nosov]. 2016, no. 5, pp. 106-120. (In Russian)
6. L.W. White and S. Bhattacharya. A single phase PSCad electric arc furnace model in IECON 2012 – 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 5352-5356.
7. Cherednichenko V.S., Bikeev R.A., Ivanova E.G. Scientific Basis of Processing Steam-gas mixtures in Arc Steelmaking Electric Furnaces. *Nauchnyy vestnik NGTU* [Scientific bulletin of the NSTU], 2013, no. 1(50), pp. 173-181. (In Russian)
8. Karasev V.P., Sutyagin K.L. Determination of Power of Thermal Losses in Arc Steelmaking Furnaces. *Elektrometallurgiya* [Electrometallurgy], 2006, no. 3, pp. 19-23. (In Russian)
9. Nikolaev A.A., Kornilov G.P., Anufriev A.V., Pekhterev S.V., Povelitsa E.V. Optimization of Electric Modes of Ultra-high Power Arc Steel-smelting Furnaces. *Stal* [Steel], 2014, no. 4, pp. 37-47. (In Russian)
10. L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, P. Thorgersen. Adaptive Compensation of reactive power with Shunt Active Power Filtres. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, May/June, 11. 2008, pp. 867-877.

Варианты построения системы автоматического регулирования распределения долей энергетических ресурсов в дуговых печах / Корнилов Г.П., Николаев А.А., Шулепов П.А., Петухова О.И. // *Электротехнические системы и комплексы*. 2017. № 4(37). С. 32-37. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-32-37](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-32-37)

Kornilov G.P., Nikolaev A.A., Shulepov P.A., Petukhova O.I. Development of Automatic Control System aimed at Distribution of Energy Resources in Arc Furnaces. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 32-37. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-32-37](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-32-37)

МОНИТОРИНГ, КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

УДК 621.313.33.043.2.536

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-38-44](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-38-44)

Брякин И.В.¹, Бочкарев И.В.², Келебаев К.К.³

¹ Институт автоматики и информационных технологий Национальной Академии Наук Кыргызской Республики

² Кыргызский государственный технический университет им. И. Раззакова

³ Бишкекский технический колледж

ДИАГНОСТИКА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В работе представлены результаты исследования, направленные на решение проблемы диагностики технического состояния электрических машин переменного тока непосредственно в эксплуатационных режимах работы без их отключения от сети. Для этой цели предложено использовать электрические параметры обмотки статора, а именно ее активное и индуктивное сопротивление. Показано, что использование этих параметров в качестве источника диагностической информации позволит обеспечить достоверность диагностических оценок, а также проводить цифровую обработку и анализ результатов измерений. Предложен новый способ диагностики, который обеспечивает высокую точность измерений и при этом не требует применения дополнительного оборудования в виде специализированных стендов. В этом способе реализовано селективное преобразование сигналов с периодической весовой функцией, в основе которого лежит применение синхронных детекторов в виде аналоговых умножителей с интегратором или фильтром нижних частот. За счет этого обеспечивается соответствующая фазовая «синхронизация» всех измеряемых комплексных величин по отношению к вектору тока. Доказано, что по результатам алгоритмической обработки трех измерений вырабатывается необходимая диагностическая информация, используя которую можно диагностировать состояние параметров электрической обмотки и магнитопровода ЭМПТ, а также температуру перегрева обмотки. Предложен возможный вариант аппаратной реализации предлагаемого способа диагностики.

Ключевые слова: электрическая машина переменного тока, активное и индуктивное сопротивления обмотки статора, пассивный двухполюсник, векторная диаграмма, измерительный шунт, селективное преобразование сигналов с периодической весовой функцией, синхронный детектор.

ВВЕДЕНИЕ

Электрические машины переменного тока (ЭМПТ) широко используются в различных областях – в промышленности, сельском хозяйстве, транспорте, быту и т.д. Их внезапный выход из строя приводит к значительным экономическим потерям. Следовательно, диагностика с целью определения технического состояния и работоспособности электрической машины – весьма актуальная задача. При этом очевидно, что наиболее целесообразным является проведение диагностики без вывода ЭМПТ из технологического процесса и использования специализированных испытательных стендов, т.е. осуществление всех диагностических процедур непосредственно на работающей машине. Это позволяет не только предотвратить аварийные ситуации, но и дает информацию, необходимую для изменения характера или режимов эксплуатации, а также для проведения конкретных ремонтных процедур, что существенно снижает затраты на эксплуатацию и ремонт машины. Таким образом, своевременный контроль неблагоприятного состояния ЭМПТ позволяет повысить уровень ее эксплуатационной надежности.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Информацию о техническом состоянии электрической машины можно получить различными способами [1-3]. При этом, как показывает анализ литературы, простых и несложных при практической реализации способов диагностики технического состояния ЭМПТ в настоящее время нет. В данной работе предлагается новый способ диагностики, основанный на контроле входных электрических параметров обмотки статора

ЭМПТ, а именно ее активного r_1 и индуктивного x_1 сопротивлений, использование которых в качестве источника диагностической информации позволит обеспечить достоверность диагностических оценок, а также проводить цифровую обработку и анализ результатов измерений. Покажем возможность использования указанных сопротивлений обмотки статора в качестве информативных параметров при диагностике ЭМПТ.

При эксплуатации ЭМПТ одним из основных параметров является температура обмотки статора. Именно термофизические процессы в значительной степени влияют на срок службы и вероятность безотказной работы машины. По величине температуры можно оценить величину нагрузки, эффективность работы системы охлаждения, качество сборки машины и т.п.

Из методов тепловых испытаний электрических машин известен метод определения температуры обмотки статора по ее электрическому сопротивлению, основанный на том, что любая обмотка может рассматриваться как интегрирующий термометр сопротивления, поскольку ее активное сопротивление r_1 зависит от ее средней температуры. На этом свойстве основан широко распространенный метод измерения температуры [4], заключающийся в сравнении омического сопротивления r_{1X} в «холодном состоянии», измеренного при известной температуре T_X , с сопротивлением $r_{1Г}$ в рабочем состоянии и определении перегрева по формуле

$$\Delta T = [(r_{1Г} - r_{1X}) / r_{1X}] (K + T_X) + T_X - T_0, \quad (1)$$

где ΔT – среднее превышение температуры обмотки; K – коэффициент, равный для меди 235, а для алюминия 245; T_0 – температура окружающей среды при испытаниях.

Тенденция к максимально возможному использованию машины с точки зрения ее нагрева предполагает необходимость контроля нагрева непосредственно в рабочих режимах без отключения машины от сети путем. Для этого на практике используется способ, основанный на подаче в контролируемую обмотку постоянного измерительного тока, накладываемого на рабочий переменный ток [5-7]. Однако для защиты измерительной схемы от рабочего переменного тока необходимо применение различных фильтров и схем компенсации. Это значительно усложняет устройства диагностики и снижает их надежность и точность измерения. Кроме того, введение постоянного измерительного тока изменяет режим работы ЭМПТ, что ухудшает их качество функционирования и эксплуатационные показатели.

Величина индуктивного x_1 сопротивления обмотки статора зависит от ряда факторов, в том числе от магнитных свойств магнитопровода. При этом известно, что в процессе эксплуатации происходит старение стали вследствие температурных и механических воздействий, которые нарушают доменную структуру стали и увеличивают потери на гистерезис. Особенно сильно магнитные свойства магнитопровода изменяются после ремонта [8]. Это объясняется действием технологических факторов, например повреждением пазовой части магнитопровода при извлечении обмотки, особенно при применении выжигания изоляции при повышенной температуре. Известные способы измерения индуктивного сопротивления обмотки статора ЭМПТ предусматривают вывод машины из эксплуатации и ее испытание на специальном стенде путем регистрации и последующей обработки кривой изменения тока обмотки в переходных режимах работы при включении или отключении напряжения [9, 10].

Таким образом, реализация известных способов диагностики ЭМПТ сложна и не обеспечивает необходимой точности, т.к. требует применения дополнительного оборудования в виде специализированных стендов. Поэтому с целью упрощения процесса диагностики ЭМПТ и послеремонтной оценки их технического состояния был проведен комплекс научно-исследовательских работ, который завершился созданием нового способа и устройства для контроля электрических параметров обмотки статора ЭМПТ.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

В общем случае обмотку электродвигателя можно считать пассивной электрической цепью относительно источника энергии. Исходя из этого, ее можно представить в виде пассивного двухполюсника (ПД), показанного на **рис. 1**. Параметром такого ПД является его входное комплексное сопротивление, т.е. комплексное сопротивление между выводами «а» и «b»:

$$\dot{Z}_1 = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = r_1 + jx_1, \quad (2)$$

где $\dot{U} = Ue^{j\psi_u}$ и $\dot{I} = Ie^{j\psi_i}$ – комплексные значения соответственно напряжения и тока цепи; r_1 и x_1 – соответственно активное и реактивное сопротивления обмотки электродвигателя.

Из данного выражения следует, что любой ПД можно представить эквивалентной схемой замещения,

состоящей из последовательного соединения элемента с активным сопротивлением r и элемента с реактивным сопротивлением x .

Полное сопротивление ПД определяется выражением

$$z = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}. \quad (3)$$

В зависимости от знака реактивного сопротивления x комплексное сопротивление ПД имеет индуктивный ($x > 0$) или емкостной ($x < 0$) характер. Для рассматриваемого случая будем считать, что комплексное сопротивление ПД имеет индуктивный характер, т.е. $x > 0$.

Для рассматриваемого ПД построим векторную диаграмму, на которой $\dot{U}_a = r_1 \dot{I}$ и $\dot{U}_p = jx_1 \dot{I}$ – соответственно активная и реактивная составляющие напряжения $\dot{U}$ между выводами ПД (**рис. 2**).

Векторы комплексных напряжений $\dot{U}_a, \dot{U}_p$ и $\dot{U}$ образуют на комплексной плоскости треугольник напряжений (см. **рис. 2**).

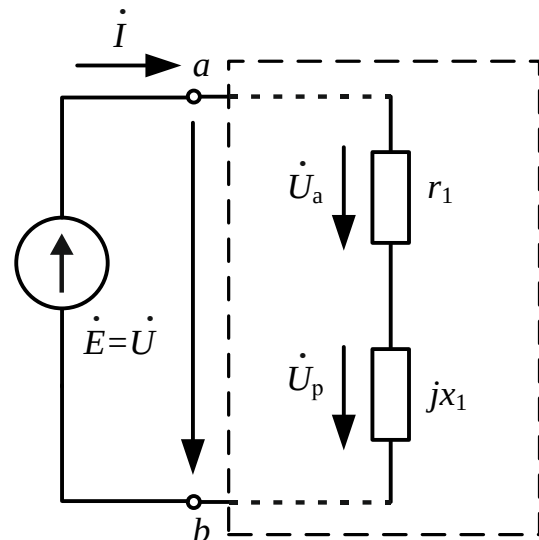


Рис. 1. Схема замещения ЭМПТ в виде пассивного двухполюсника

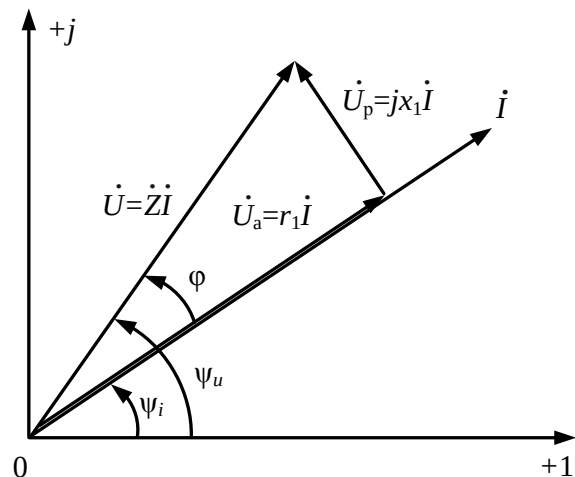


Рис. 2. Векторная диаграмма напряжений и токов электрической цепи ПД

Модуль вектора активной составляющей напряжения $U_a = U \cos \varphi$ и сам вектор совпадает по фазе с вектором тока $\dot{I}$, где $\varphi = (\psi_U - \psi_I)$ – аргумент комплексного сопротивления.

Модуль вектора реактивной составляющей напряжения $U_p = U |\sin \varphi|$ и сам вектор сдвинут по фазе относительно вектора тока $\dot{I}$ на угол $|\pi/2|$.

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_p.$$

В этом случае индуктивное реактивное напряжение опережает по фазе ток $\dot{I}$ на угол $\pi/2$.

Из треугольников напряжений следует, что

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_p^2}. \quad (4)$$

Анализ векторной диаграммы напряжений и токов электрической цепи ПД выявил наличие неопределенности в сведениях о свойствах исследуемого объекта (электрические параметры функциональных элементов ЭМПТ). Для решения данной проблемы, т.е. минимизации этой неопределенности, предлагается воспользоваться соответствующими методами повышения точности измерений.

В основном используются методы повышения точности измерений, базирующиеся на структурной избыточности измерительных систем (благодаря комплексированию) или на временной избыточности (повторения измерений во времени) [11]. Следует отметить, что реализация подобных методов предполагает использование дополнительных ресурсов в виде соответствующей аппаратуры или времени.

Существует реальная возможность повышения эффективности данных методов путем дополнения их методом использования функциональных связей между измеряемыми величинами. Для рассматриваемого случая функциональные связи определяются соответствующими фазовыми соотношениями между этими величинами (см. рис. 2). Кроме того, из выражения (4) следует, что структурный метод повышения точности измерений возможно реализовать путем организации двух «асимметричных» измерительных каналов, обладающих линейно независимыми статическими функциями преобразования. В этом случае введение дополнительного измерительного канала на основе измерительного шунта в совокупности с асимметричными измерительными каналами позволит описать измерительный процесс в виде корректно составленной системы математических уравнений, решение которых, в свою очередь, существенно уменьшит фактор неопределенности.

В соответствии с изложенным выше введем между источником энергии и ПД измерительный шунт r_2 , обладающий эталонным активным сопротивлением (рис. 3).

Для дополненной схемы ДП (см. рис. 3) построим соответствующие векторные диаграммы (рис. 4).

В соответствии с рис. 3 и 4 для комплексного сопротивления между выводами «a» и «b» справедливо выражение

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = r_1 + r_2 + jx_1. \quad (5)$$

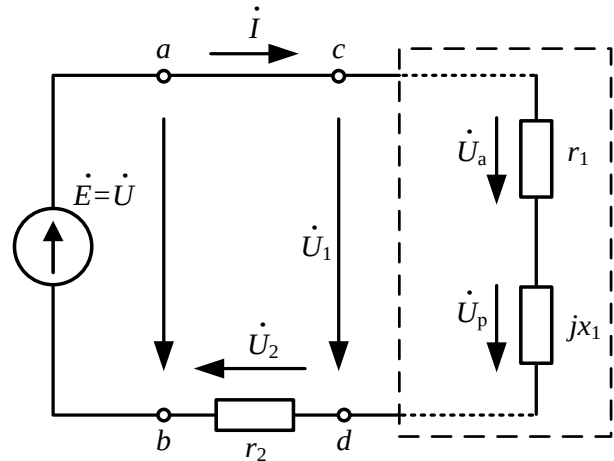


Рис. 3. Схема замещения ЭМПТ с измерительным шунтом

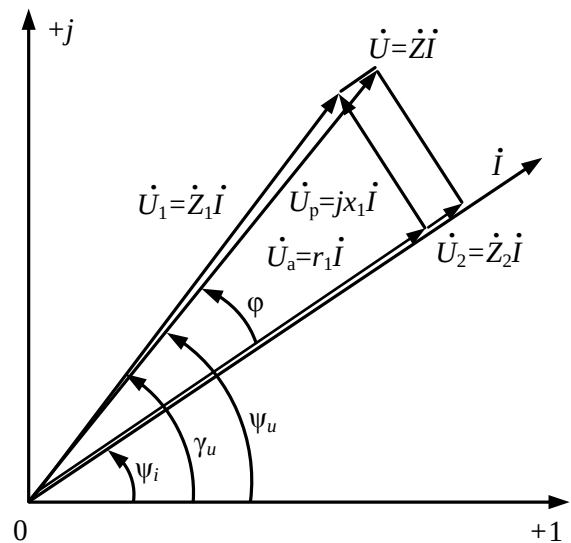


Рис. 4. Векторная диаграмма напряжений и токов электрической цепи ПД при наличии измерительного шунта

Аналогично для комплексного значения напряжения между выводами «a» и «b» можем записать:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2, \quad (6)$$

где $\dot{U}_1 = \dot{U}_a + \dot{U}_p$ – комплексное значения напряжения между выводами «c» и «d».

Из анализа векторной диаграммы (см. рис. 3) следует, что введение измерительного шунта между источником энергии и ПД позволяет организовать регистрацию информационных сигналов $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ соответственно с выводов «c-d» и «b-d». В этом случае мы получаем информационную избыточность, которая имеет потенциальную возможность снижения уровня неопределенности диагностики состояния параметров обмотки электродвигателя.

Для реализации указанной возможности совместим вещественную ось комплексной плоскости с направлением вектора $\dot{U}_2$. Результат данной процедуры представлен векторной диаграммой на рис. 5.

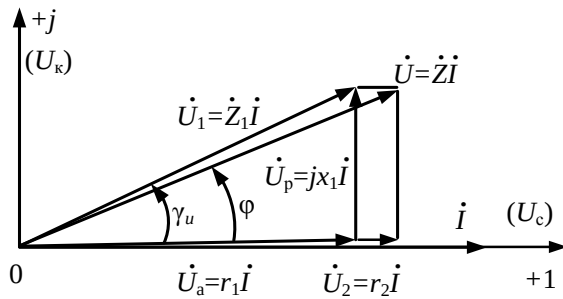


Рис. 5. Векторная диаграмма напряжений и токов электрической цепи ПД при совмещении вещественной оси с направлением вектора напряжения $\dot{U}_2$ на измерительном шунте

Из рис. 5 видно, что совмещение вещественной оси комплексной плоскости с направлением вектора $\dot{U}_2$ обеспечивает соответствующую фазовую «синхронизацию» по отношению к вектору $\dot{I}$ всех остальных комплексных величин. Фактически комплексная плоскость становится плоскостью с координатными осями абсцисс « U_c » и ординат « U_k » соответственно для синфазных и квадратурных составляющих комплексной величины напряжения $\dot{U}_1$.

Для реализации данной процедуры целесообразно применение селективных измерительных устройств, осуществляющих соответствующее линейное селективное преобразование входного сигнала:

$$y(t) = \int_0^t x(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

или

$$y(t) = \int_0^t h(\tau)x(t-\tau)d\tau, \quad (7)$$

где $x(t)$ – входной сигнал; $y(t)$ – выходной сигнал; $h(t, \tau)$ – импульсная реакция, или весовая функция.

Подобное преобразование может быть реализовано следующими способами:

1 – посредством избирательных фильтров, имеющих непериодическую весовую функцию

$$h(\tau) = e^{-\alpha\tau} \sin \omega_0 \tau, \quad (8)$$

где α – коэффициент затухания;

2 – посредством реализации селективного преобразования с периодической весовой функцией.

Исходя из особенностей решаемой задачи, воспользуемся способом реализации селективного преобразования с периодической весовой функцией, в основе которого лежит применение синхронных детекторов (СД), т.е. аналоговых перемножителей с интегратором или фильтром нижних частот [12]. Входной сигнал СД умножается на периодическую весовую функцию, формируемую из опорного сигнала. Вариант структурной блок-схемы такого СД представлен на рис. 6.

Здесь $U_c(t, \lambda)$ – информационный сигнал (опорный сигнал), содержащий полезную информацию λ ; $U_m(t)$ – шумовая помеха; $x(t)$ – смешанный сигнал (смесь); ФВФ – формирователь весовой функции; $h(t)$ – периодическая весовая функция; $y(\lambda)$ – выходной сигнал, содержащий полезную информацию λ ; $t \in T$.

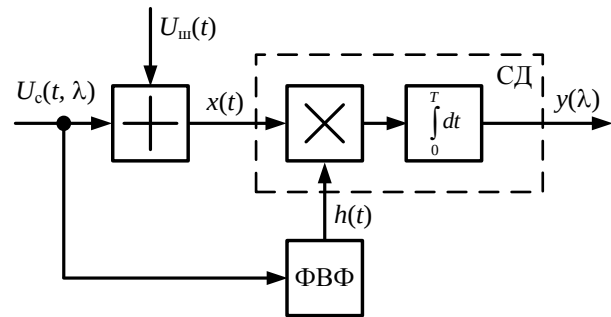


Рис. 6. Структурная блок-схема СД

Следует отметить, что использование СД в измерительных устройствах обеспечивает их высокую избирательность, широкий динамический диапазон входных сигналов, повышенную чувствительность, а также дает возможность измерять фазовый угол исследуемого сигнала относительно опорного. Кроме того, одним из важнейших свойств СД является его способность детектировать слабые сигналы при наличии очень больших помех, т.е. обеспечивать наибольшее отношение «сигнал/шум» на выходе.

В селективных измерительных приборах применяют, как правило, СД на основе параметрических элементов. По виду закона изменения проводимости параметрического элемента большинство таких СД разделяют на две группы: с гармоническим изменением проводимости (СД гармонического типа) и с релейным ее изменением (СД релейного типа). Весовые функции реализуемых селективных преобразований имеют при этом соответственно вид

$$h(\tau) = \frac{1}{kT} \sin \omega_0 \tau \text{ и } h(\tau) = \frac{\pi}{4kT} \operatorname{sgn} \sin \omega_0 \tau, \quad (9)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$; T – интервал определения весовой функции.

Выбор конкретной схемной реализации СД осуществляется с точки зрения соответствия трем требуемым характеристикам: динамическому диапазону, диапазону частот и избирательности.

Известно, что идеальная селекция полезного сигнала достигается только при использовании гармонической весовой функции. В этом случае СД позволяют более точно выделять исследуемый сигнал на фоне как периодических, так и непериодических помех, что существенно повышает точность измерительного преобразования.

Следует отметить, что традиционно квадратурные сигналы получаются посредством реализации одного из трех основных методов: 1 – преобразование Гильберта; 2 – задержка сигнала в линии задержки; 3 – фазовое детектирование с использованием сдвинутых по фазе на $\pi/2$ опорных напряжений. В каждом из этих методов в зависимости от степени широкополосности исходного сигнала формирование квадратурного сигнала связано с определенными погрешностями.

Анализ особенностей перечисленных выше методов формирования квадратурных сигналов показал, что для рассматриваемого круга решаемых задач оптимальным является метод фазового детектирования с использованием сдвинутых по фазе на $\pi/2$ опорных напряжений. Структурная блок-схема технической реализации данного метода представлена на рис. 7, где ОГ – опорный генератор; ФВ – фазовращатель на 90° ; СД₁ и СД₂ – син-

хронные детекторы соответствующих измерительных каналов (асимметричных); $y_c(\lambda)$ и $y_k(\lambda)$ – синфазная и квадратурная составляющие информационного сигнала.

При такой интерпретации, в случае аппаратной регистрации информационных сигналов, для соответствующих измерительных каналов ИК₁, ИК₂ и ИК₃ будем иметь:

$U_{ИК_1} = k_1 \dot{U}_1 \cos(\psi_0 - \psi)$ – для синфазной составляющей сигнала $\dot{U}_1$;

$U_{ИК_2} = k_2 \dot{U}_1 \sin(\psi_0 - \psi)$ – для квадратурной составляющей сигнала $\dot{U}_1$;

$$U_{ИК_3} = k_3 U_2,$$

где ψ_0 и ψ – фазы соответственно опорного напряжения СД и комплексной величины $\dot{U}_1$; k_1 и k_2 – коэффициенты статических функций преобразования СД соответственно в ИК₁ и ИК₂; k_3 – коэффициент статической функций преобразования амплитудного детектора в ИК₃; U_2 – модуль векторной величины напряжения $\dot{U}_2$.

После соответствующей подстановки окончательно получим

$$U_{ИК_1} = k_1 U_a = k_1 r_1 I, \quad (10)$$

где U_a – модуль активной составляющей векторной величины напряжения $\dot{U}_1$, I – модуль векторной величины тока $\dot{I}$;

$$U_{ИК_2} = k_2 U_p = k_2 x_1 = k_2 \omega \frac{W^2}{z_M}, \quad (11)$$

где U_p – модуль реактивной составляющей векторной величины напряжения $\dot{U}_1$; ω – циклическая частота источника энергии; W – условное количество витков обмотки электродвигателя; z_M – магнитное сопротивление магнитопровода электродвигателя;

$$U_{ИК_3} = k_3 r_2 I. \quad (12)$$

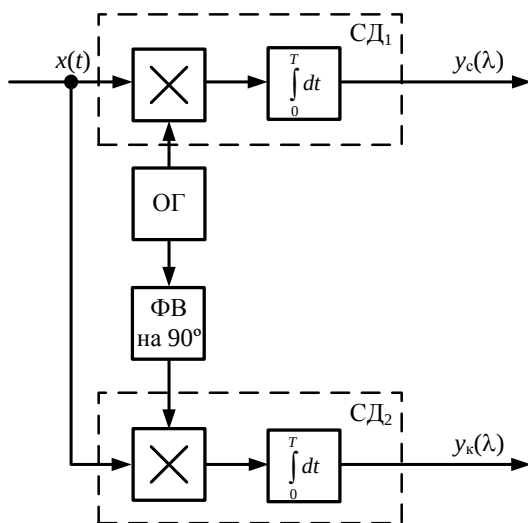


Рис. 7. Блок-схема формирователя квадратурных сигналов

Для основных конструктивных параметров обмотки электродвигателя справедливы следующие соотношения:

$$r_1 = r_{1H} [1 + \alpha(T - T_H)] \text{ и } z_M = \mu \frac{l}{S}, \quad (13)$$

где r_{1H} – номинальное значение активного сопротивления обмотки электродвигателя при номинальной температуре T_H ; α – температурный коэффициент; T – текущая температура обмотки электродвигателя; μ – магнитная проницаемость магнитопровода электродвигателя; l и S – условные длина и площадь сечения магнитопровода электродвигателя,

Анализ выражений (10)-(13), показывает, что, используя результаты измерений $U_{ИК_1}$, $U_{ИК_2}$ и $U_{ИК_3}$, можно определить параметры обмотки, а именно r_1 и z_M и, таким образом, диагностировать состояние электрической обмотки и магнитопровода ЭМПТ, а также температуру его перегрева. Например, по величине z_M из (13) можно определить величину μ , которая изменяется под действием деградиационных процессов в магнитопроводе и, таким образом, диагностировать состояние магнитопровода. При этом следует отметить, что параметры l , S и W относятся к конструктивным параметрам соответствующего типа электродвигателя. Информация о значениях этих параметров может быть взята из соответствующей конструкторской документации на рассматриваемый тип электродвигателя.

Возможный вариант аппаратной реализации предлагаемого способа диагностики представлен на рис. 8. Здесь обозначено: 1 – формирователь опорных напряжений для СД 2 и 3; 4 – амплитудный детектор; 5, 6 и 7 – стробируемые АЦП; 8 – электронно-вычислительный блок; совокупности блоков 2 и 5 образуют ИК₁, блоков 3 и 6 – ИК₂, блоков 4 и 7 – ИК₃.

Гармонический сигнал с выводов «b» и «d» преобразуется амплитудным детектором 4 в электрический сигнал, пропорциональный величине тока в рассматриваемой электрической цепи. В свою очередь, гармонический сигнал с выводов «с» и «d» поступает на входы блоков 2 и 3, функционально выполненные в виде СД, опорные напряжения которых представляют собой ортогональные гармонические сигналы, формируемые блоком 1 из поступающего на его вход гармонического сигнала с выводов «b» и «d».

На выходе блока 2 выделяется электрический сигнал, синфазный питающему напряжению блока 4. Значение этого электрического сигнала в основном определяется величиной активного сопротивления обмотки электродвигателя, зависящей от температуры ее перегрева. В свою очередь, на выходе блока 3 формируется электрический сигнал, квадратурный питающему напряжению блока 4, значение которого определяется величиной магнитного сопротивления магнитопровода электродвигателя, изменяющегося под действием деградиационных процессов в магнитопроводе.

Электрические сигналы с детекторов 2, 3 и 4 под управлением блока 8 преобразуются соответствующими АЦП 5, 6 и 7 в цифровые сигналы, которые вводятся в блок 8 и им же алгоритмически обрабатываются. По результатам алгоритмической обработки вырабатывается необходимая диагностическая информация.

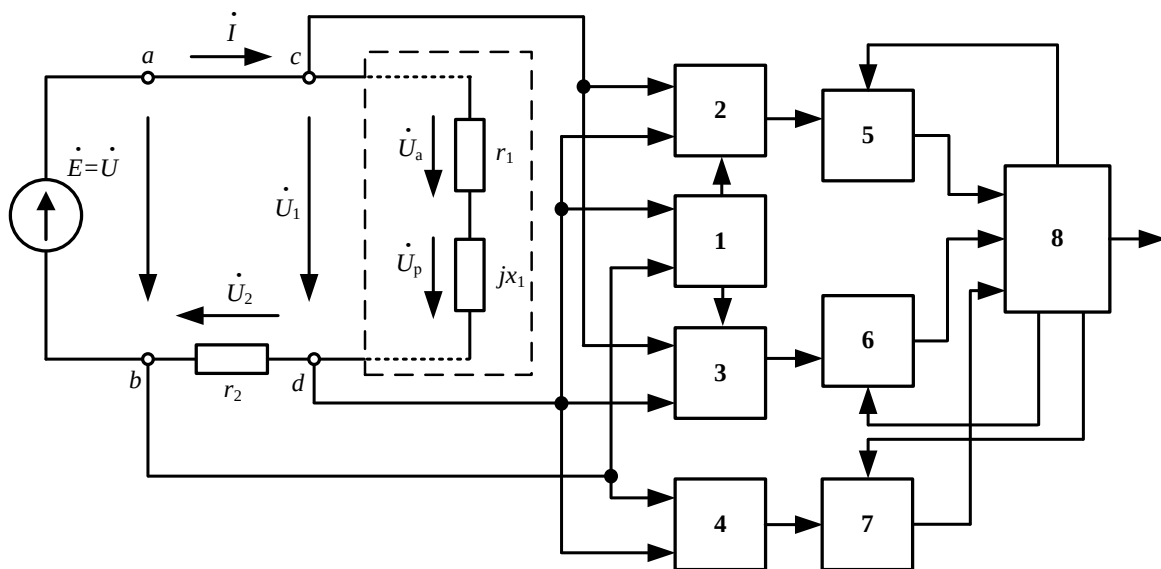


Рис. 8. Блок-схема аппаратной реализации предлагаемого способа диагностики ЭМПТ

Таким образом, разработанный способ расширяет перечень диагностируемых параметров, обеспечивает высокую точность и возможность дистанционного автоматизированного процесса измерений при упрощении самой процедуры диагностики. Тем самым снижается вероятность аварийных отказов ЭМПТ и соответственно повышается надежность и срок службы электрооборудования в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые экспериментальные исследования нового способа диагностики ЭМПТ подтвердили эффективность предложенного подхода при его разработке. Устройство, реализующее предложенный способ, обеспечивает высокую степень точности и достоверности результатов измерения параметров. Сравнение результатов применения предлагаемой методики диагностирования при определении температурных режимов АД типа 4A80B4 и результатов, полученных в соответствии с методиками по [4, 5], показали повышение точности измерения температуры обмотки двигателя на 12-15% при существенном упрощении самой процедуры контроля и заметном повышении его оперативности. Все это позволяет производить оперативную техническую диагностику на работающем оборудовании, без отключения питания и/или снятия нагрузки, что имеет принципиальное значение для обеспечения надежности функционирования электрооборудования.

Широкое использование нового метода измерения снижает погрешности измерения параметров обмоток электрических машин переменного тока за счет информационной избыточности и алгоритмизации обработки измерительной информации. Это позволит организовать соответствующий оперативный автоматический мониторинг за техническим состоянием ЭМПТ и, тем самым, улучшить один из главных категорий их качества – эксплуатационную надежность.

Следует отметить, что предложенный способ может быть с успехом использован не только для контроля параметров и соответственно эксплуатационной диагностики электрических машин, но и для любого другого электрооборудования переменного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методы диагностики асинхронных двигателей [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://testslg.ru/nauchno-issledovatel'skaya-rabota/stati/45-metody-diagnostiki-sinkhronnykh-dvigatелеj.html>.
2. Faiz J., Ebrahimi B.V., Sharifian M.B. Different Faults and Their Diagnosis Techniques in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors: A Review // *Electromagnetics*. Vol. 26. 2006. Iss. 7. P. 543-569.
3. Thomson W.T., Stewart I.D. On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors // *IEEE Third international conference on power electronics and drives*, 13-15 July 1988. London, 1988. P. 432-435.
4. ГОСТ 7217-87. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний. М.: Изд-во стандартов, 2003. 41 с.
5. ГОСТ 27222-91. Машины электрические вращающиеся. Измерение сопротивления обмоток машин переменного тока без отключения от сети. М.: Изд-во стандартов, 1991. 20 с.
6. Достов Л.И. Состояние и перспективы развития средств измерения температуры обмоток электрических машин в рабочих режимах // *Электротехническая промышленность. Сер. 01. Электр. машины: обзор. информ.* 1990. Вып. 30. 44 с.
7. Bochkarev I.V. Measuring the winding temperature of AC machines under load // *Russian Electric Engineering*. New York, Allerton Press, Inc. 1999. Vol. 70. No. 2. P. 28-32.
8. Родькин Д.И., Здор И.В. Современные методы определения параметров асинхронных двигателей после их ремонта // *Вестник КГПУ. Труды КГПУ*. 2000. Вып. 1. С. 76-81.
9. Рогозин Г.Г. Определение электромагнитных параметров машин переменного тока. К.: Техніка, 1992. 168 с.
10. Пат. 2422839 Российская Федерация, МПК G01R27/26. Способ определения индуктивности рассеяния фазы обмотки статора асинхронного электродвигателя и устройство для его реализации / Ковалев Ю.З., Ковалев А.Ю., Кузнецов Е.М.; заявитель Негосударственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Академический институт прикладной энергетики». №2009139123/28; заявл. 22.10.2009; опубл. 27.06.2011.
11. Брякин И.В. Метод адаптивной редукции // *Проблемы автоматизации и управления*. 2014. №1 (26). С. 134-143.
12. Брякин И.В. Методы и средства автоматизированного контроля технологических параметров: монография. Бишкек: КРСУ, 2017. 198 с.

Поступила в редакцию 8 сентября 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DIAGNOSTICS OF PARAMETERS OF AC ELECTRIC MACHINES

Ivan V. Bryakin

D.Sc. (Eng.), Senior Researcher, Institute of Automation and Information Technology, National Academy of Sciences of the Kyrgyz Republic, Bishkek, Kyrgyz Republic. E-mail: bivas2006@yandex.ru.

Igor V. Bochkarev

D.Sc. (Eng.), Professor, Department of Electrical Engineering, Kyrgyz State Technical University named after I. Razzakov, Bishkek, Kyrgyz Republic. E-mail: elmech@mail.ru.

Kasymbek K. Kelebaev

Director, Bishkek Technical College, Bishkek, Kyrgyz Republic. E-mail: mskkkk@mail.ru.

The paper presents the results of a study aimed at solving the problem of diagnosing the technical condition of electric alternating current machines directly in operational modes of operation without disconnecting them from the network. For this purpose, it is proposed to use the electric parameters of the stator winding, namely, its active and inductive resistances. It is shown that the use of these parameters as a source of diagnostic information will allow ensuring the reliability of diagnostic assessments, as well as digital processing and analysis of measurement results. A new diagnostic method is proposed, which provides high accuracy of measurements and does not require the use of additional equipment.

Keywords: AC electric machine, active and inductive resistance of stator winding, passive two-terminal network, vector diagram, measuring shunt, selective transformation of signals with periodic weight function, synchronous detector.

REFERENCES

1. Methods of diagnostics of asynchronous motors [Electronic resource]. Access mode: <http://testslg.ru/nauchno-issledovatel'skaya-rabota/stati/45-metody-diagnostiki-sinkhronnykh-dvigatlej.html>.
2. Faiz J., Ebrahimi B.V., Sharifian M.B. Different Faults and Their Diagnosis Techniques in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors: A Review. *Electromagnetics*, vol. 26, 2006, iss. 7, pp. 543-569.
3. Thomson W.T., Stewart I.D. On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors. *IEEE Third international conference on power electronics and drives*, 13-15 July 1988. London, 1988, pp. 432-435.
4. State Standart 7217-87. *Rotating electric machines. Asynchronous motors. Test methods*. Moscow: Publishing Standards, 1987. 41 p. (In Russian)
5. State Standart 27222-91. *Electric rotating machines. Measuring the resistance of winding machines of alternating current without disconnecting from the network*. Moscow: Publishing Standards, 1991. 20 p. (In Russian)
6. Dostov L.I. State and perspectives of development of means for measuring the temperature of windings of electric machines in operating conditions. *Power industry. Ser. 01. Electrical machines: Overview. inform.* 1990, iss. 30, 44 p. (In Russian)
7. Bochkarev I.V. Measuring the winding temperature of AC machines under load. *Russian Electric Engineering*. New York, Allerton Press, Inc. 1999, vol. 70, no. 2, pp. 28-32.
8. Rodkin D.I., Zdor I.V. Modern methods of determining the parameters of induction motors after repair. *Proceedings of KDP. Scientific papers KDP. 2000*, iss. 1, pp. 76-81. (In Russian)
9. Rogozin G.G. *Opreделение elektromagnitnykh parametrov mashin peremennogo toka* [Determination of electromagnetic parameters of alternating current machines]. Kiev: Tekhnika, 1992. 168 p.
10. Kovalev Yu.Z., Kovalev A.Yu., Kuznetsov E.M. *Sposob opredelenij induktivnosti rassejnykh faznykh obmotki statora asinkhronnogo elektrodvigatelya i ustroystvo dlya ego realizatsii* [Method for determining the inductance of phase scattering of the stator winding of an asynchronous electric motor and the device for its implementation]. Patent RF, no. 2422839, 2011. (In Russian)
11. Bryakin I.V. The method of adaptive reduction. *Problems of Automation and Control*. 2014, no. № 1 (26), pp. 134-143.
12. Bryakin I.V. *Metody i sredstva avtomatizirovannogo kontrolya tekhnologicheskikh parametrov* [Methods and means of automated control of technological parameters: monograph]. Bishkek: KRSU, 2017. 198 p.

Брякин И.В., Бочкарев И.В., Келебаев К.К. Диагностика параметров электрических машин переменного тока // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 38-44. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-38-44](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-38-44)

Bryakin I.V., Bochkarev I.V., Kelebaev K.K. Diagnostics of Parameters of AC Electric Machines. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 38-44. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-38-44](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-38-44)

Коваленко Ю.П.¹, Одинцов К.Э.¹, Никифоров Г.В.², Мугалимов Р.Г.¹

¹ Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова

² Магнитогорскгазстрой

МЕТОДИКА ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕИСПРАВНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ В ПРОМЫШЛЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

Повышение точности и оперативности выявления неисправностей измерительных систем промышленных предприятий необходимо для получения достоверных сведений об объемах электроэнергии, распределяемой между производственными подразделениями и технологическими агрегатами. Эта задача приобретает особую актуальность в условиях энергообмена металлургических предприятий, имеющих собственные электростанции, с энергосистемой. Основными источниками данных, на основании которых производятся финансовые взаиморасчеты, являются счетчики электрической энергии, установленные вблизи границ разграничения балансовой принадлежности участников энергообмена. Поэтому в условиях развивающегося рынка энергоресурсов необходим автоматизированный контроль их технического состояния. На примере ПАО «Магнитогорский металлургический комбинат» (ПАО «ММК») показано, что одной из причин неэффективного контроля измерительных систем является отсутствие доступных инженерных методик, обеспечивающих оперативное выявление конкретного источника искаженных измерений. На основе анализа графиков энергопотребления в узлах заводской сети обоснована процедура поиска источника ошибок, основанная на анализе небалансов мощности. Предложена методика формализованного анализа небалансов мощности, использующая критерии эмпирического распределения: среднего, стандартного отклонения и коэффициента парной корреляции между небалансом и нагрузкой каждого из присоединений подстанции. Выполнен анализ характерных графиков небаланса мощности. Представлены аналитические зависимости для расчета эмпирических критериев. Приведен пример контроля состояния средств учета электроэнергии на присоединениях секции 10 кВ подстанции металлургического комбината. Представлены результаты идентификации распространенных дефектов измерительных комплексов, установленных в местах присоединения электростанций и подстанций ПАО «ММК».

Ключевые слова: металлургическое предприятие, потребление электроэнергии, измерительные комплексы, техническое состояние, небаланс мощности, контроль, методика, эмпирические критерии, неисправности, идентификация, применение.

ВВЕДЕНИЕ

Основой технико-экономических расчетов, выполняемых при анализе ежемесячного электропотребления предприятия и при подготовке документов статистической отчетности, являются сведения об объемах электроэнергии, распределяемой по заводской сети между производственными подразделениями и технологическими агрегатами. Количество электроэнергии вычисляется по показаниям измерительных комплексов. Технические устройства, из которых они состоят, вносят погрешность в измерения, а частичное повреждение или полный отказ в работе приводят к грубым искажениям показателей энергоучета [1, 2]. Поэтому необходимость в постоянном обеспечении достоверности первичных данных измерений является очевидной.

Принимаемые в настоящее время меры определены рамками технического обслуживания, метрологического контроля и надзора за средствами учета электроэнергии. Но, как показывает практика, этого недостаточно, чтобы исключить или ослабить влияние грубых ошибок в измерениях на точность количественных показателей электропотребления. В дополнение к перечисленным мероприятиям представляется важным организовать раннее обнаружение фактов нарушения достоверности учетных данных, обеспечить точность идентификации дефектного измерительного комплекса и оперативность при замене поврежденного технического устройства. Решение этих задач относится к ряду сложных, поскольку оно обусловлено большими размерами измерительной системы, невысоким уровнем ее технического состояния и недостаточной полнотой методического обеспечения.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для учета электроэнергии на металлургическом заводе используются десятки, а если предприятие крупное, то сотни и тысячи электросчетчиков, различающихся по типу. Большинство из них электромеханические, они имеют нормативную погрешность 1-2%. Современные микропроцессорные приборы с классом точности 0,2s и 0,5s представлены в малом количестве. Например, коммерческий и технический учет электроэнергии в ПАО «ММК» выполняется по показаниям более 6 000 электросчетчиков. Электронные счетчики типа «Альфа», «СЭТ-4ТМ-03...», «Меркурий 230», «ПСЧ-4...» составляют менее 20% от списка. Все другие первичные приборы – индукционные счетчики, уступают современным образцам по многим позициям (многофункциональность, точность, самодиагностика, широкий набор интерфейсов, защита информации).

Достоверность измерений также зависит от погрешностей трансформаторов тока и напряжения, при помощи которых электросчетчик подключается к высоковольтному присоединению. Известно, что ухудшение магнитоэлектрических характеристик этих устройств со временем, а также под воздействием аварийных токов короткого замыкания сопровождается ростом погрешностей. Поэтому требуется метрологическое подтверждение соответствия средств измерений установленным техническим требованиям. Однако, если плановая поверка измерительных трансформаторов, занятых в коммерческом учете, проводится строго в нормативные сроки, то калибровка подобного оборудования, предназначенного для технического учета, выполняется редко. Поэтому истинная величина погрешности оказывается неизвестной, а в расчетах используются ее паспортные или справочные значения.

Снижению точности замеров способствует нестационарный характер процессов электропотребления металлургических агрегатов. Инерционная механика индукционных счетчиков реагирует с запаздыванием на изменения токов от резкопеременной нагрузки, создаваемой электрическими машинами прокатных станов и электротехнологическими установками сталеплавильных цехов [3-8].

В настоящее время контроль достоверности энергоучета осуществляется по балансовому методу [9]. Он позволяет обнаружить сам факт присутствия ошибок в данных и оценить размеры искажения. Для этого ежемесячно составляется баланс поступления и отпуска электроэнергии на подстанциях по показаниям счетчиков на 24:00 ч последних суток отчетного периода. Значение фактического небаланса не должно превышать допустимую величину. Следует отметить, что появление «плохих» данных в измерениях можно обнаружить и в ранние сроки, если контрольные функции исполнять неоднократно на протяжении месяца. Такую вычислительную процедуру осуществить несложно при наличии у предприятия автоматизированной системы контроля и учета электроэнергии (АСКУЭ).

Основные затруднения при достоверизации учетных данных возникают на этапе поиска неисправного измерительного комплекса. Как правило, специалисты не располагают типовой методикой выявления конкретного источника искаженных измерений. Поэтому задача разработки доступной инженерной методики идентификации неисправных измерительных комплексов является актуальной. Оригинальный, малозатратный вариант ее решения рассматривается в представленной публикации.

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для решения обозначенной задачи можно воспользоваться известным топологическим методом оценивания состояния энергосистем [10]. Его динамический и статистический алгоритмы разработаны в предположении, что измерения содержат только случайные ошибки с нормальным распределением, имеющим нулевое математическое ожидание и известное значение дисперсии [11]. Следовательно, перед их использованием необходимо убедиться в достоверности этого предположения по отношению к эмпирическим распределениям небалансов мощности.

Такая проверка выполнена в системе учета электроэнергии ПАО «ММК» по критериям Колмогорова-Смирнова, «омега-квадрат» и «кси-квадрат» при помощи программы «Stadia» [13]. Выборки содержали значения небалансов мощности, усредненной на 30-минутных интервалах в пределах расчетного периода. Балансовые уравнения составлены как для (под)станций в целом, так и для отдельных секций шин распределительных устройств.

Результаты тестирования выборочных распределений на соответствие нормальному закону представлены в таблице. Их анализ показал, что результирующие уровни значимости трех критериев нормальности, в основном, не позволяют принять эту гипотезу. Предварительные преобразования числовых массивов, в т.ч. нормировка, не всегда приводят к нормализации. Если соответствие формы все-таки получено, то оно достигнуто ежемесячным подбором индивидуальной стандартной функции для конкретного временного ряда небалансов.

Тестирование распределений небалансов мощности в сети ПАО «ММК»

Электростанция, подстанция	Напряжение, кВ	Распределение отличается от нормального	Нормализующее преобразование	
			функция	критерий
ПС №4	220	да	неизвестна	–
ПС №30	220/110	нет	–	–
ПС №60	220/110/35/10	да	$\sin(X)$	χ^2
ПС №64	110/10	да	неизвестна	–
ПС №77	110	да	неизвестна	–
ПС №86	220/10	да	$\lg(X)$	χ^2
ПС №87	110/10	нет	–	–
ПС №90	220/110	нет	–	–
ПС №96	110/35/10	да	$\sin(X)$	χ^2
ТЭЦ	110/35/10	да	$1/X$	χ^2
ТЭЦ	10	да	$\ln(X)$	Колмогоров
ТЭЦ	35	нет	–	–
ТЭЦ	110	да	неизвестна	–
ЦЭС	10	да	$\sin(X)$	χ^2
ЦЭС	110	да	$\ln(X)$	χ^2

Таким образом, условие, конкретизирующее область применения указанных выше алгоритмов, не находит гарантированного подтверждения в выборках небалансов мощности на подстанциях ПАО «ММК». Тем самым ставится под сомнение целесообразность практического обращения к этим методическим разработкам при достоверизации измерительной информации в системе учета электропотребления металлургического предприятия.

Вместе с тем процедура поиска источника ошибок может быть построена на анализе небалансов мощности без привлечения статистических критериев, опирающихся на нормальный закон распределения. Для формализованного анализа небалансов мощности целесообразно применить критерии, не требующие подтверждения соответствия распределения нормальному закону. Они подготовлены на основе трех известных выборочных характеристик эмпирического распределения: среднего, стандартного отклонения и коэффициента парной корреляции между небалансом и нагрузкой каждого из присоединений подстанции, представленных в балансовом уравнении. Сущность предложения заключается в целенаправленном отслеживании показателей динамики этих характеристик во времени по конфигурации графиков скользящих значений.

Вычислительная операция скользящего усреднения применена для выделения тренда путем подавления «мешающих» компонент в исследуемых графиках [14]. Известно, что многие временные ряды небалансов мощности в узлах заводской сети представляют собой широкие вариации значений при средней за расчетный период величине, равной или меньшей допустимого пока-

зателя. Например, все энергообъекты, перечисленные выше в **таблице**, за исключением ТЭЦ и ЦЭС, имеют графики небалансов с коэффициентом вариации, превышающим 0,33. При этом фактический небаланс в отдельные моменты времени может быть больше его допустимого значения, как показано на **рис. 1, а**. Не исключена и обратная ситуация, когда текущие значения фактического небаланса, возросшие по причине выхода из строя счетчика, по-прежнему находятся в допустимых границах (**рис. 1, б**). Следовательно, скользящее сглаживание не устраняет полностью статистические колебания тренда, но делает его более наглядным и упрощает вычисления при формировании индикаторов.

Предлагаемая методика основана на предположении, что все вышеперечисленные выборочные характеристики распределения небаланса мощности существенно изменяются при отказе в работе измерительного комплекса. Идентификационный признак проявляется в форме монотонного и практически прямолинейного роста параметра по абсолютной величине

в течение времени, равного половине или полной ширине окна усреднения. Эти формальные признаки могут быть объединены и представлены комплексным критерием для оперативного обнаружения грубых ошибок в измерениях и места искажения информации в технической системе учета электроэнергии.

Процедура достоверизации данных, проводимая с его помощью, является более строгой и четкой, чем в случае использования расчетной величины допустимого небаланса в качестве порогового значения.

Для полноты анализа следует обратиться еще и к последовательности скользящего коэффициента парной корреляции между небалансом и нагрузками каждого из присоединений подстанции, которые введены в расчеты временными рядами. Линейная кросс-корреляция предназначена для исследования динамики взаимных регуляций временных рядов, т.е. для выявления величины и направления скрытой «шумом» причинно-следственной связи между небалансом и нагрузками.

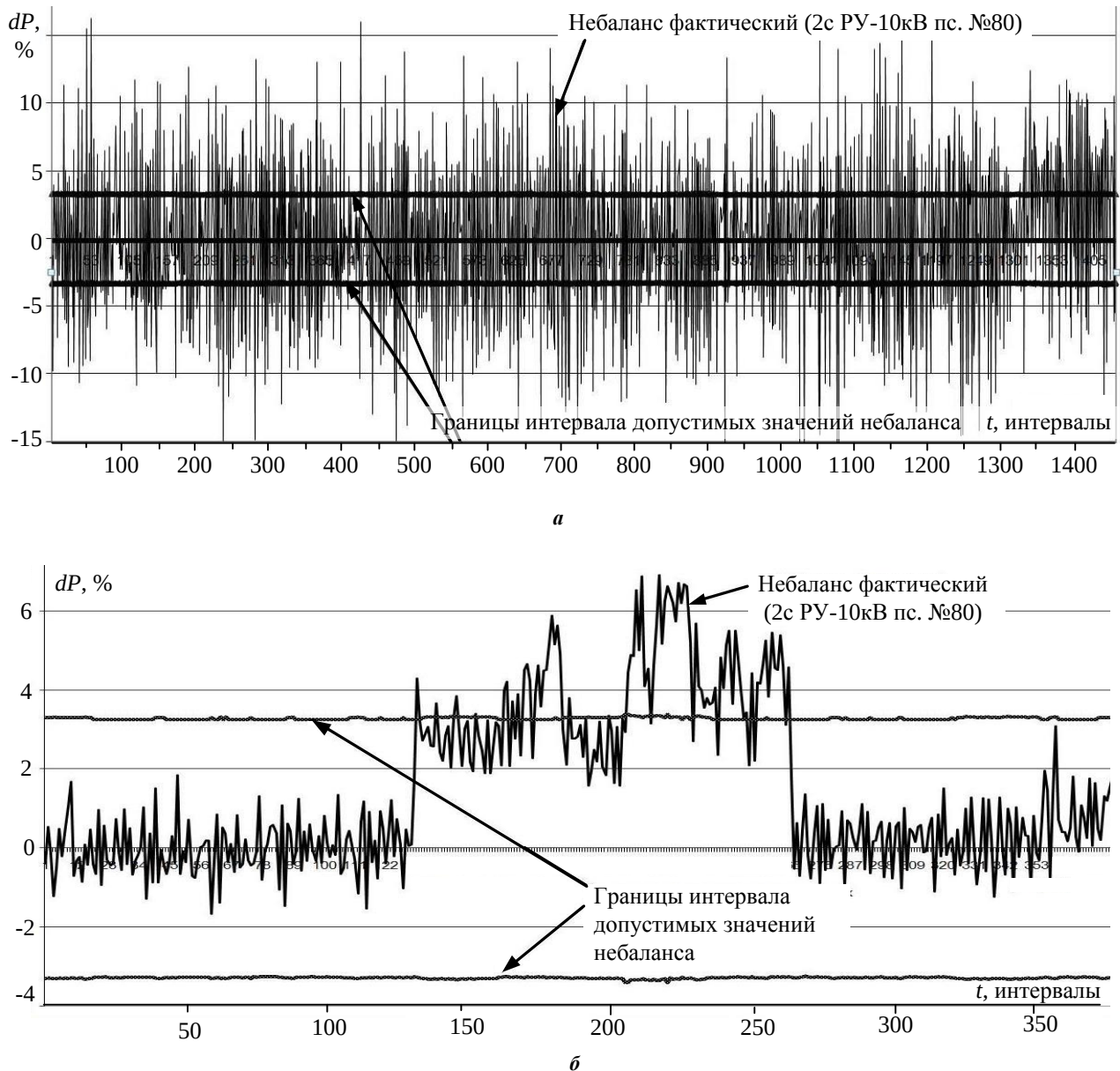


Рис. 1. Небаланс мощности: а – усредненной на 3-минутных интервалах; б – усредненной на 30-минутных интервалах

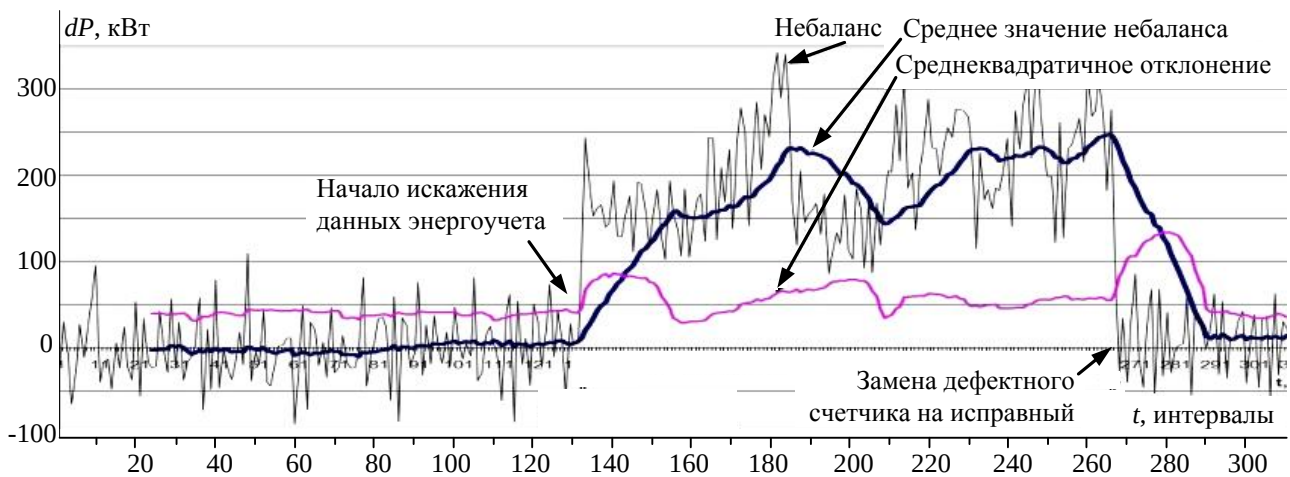


Рис. 2. Характерные графики при небалансе мощности

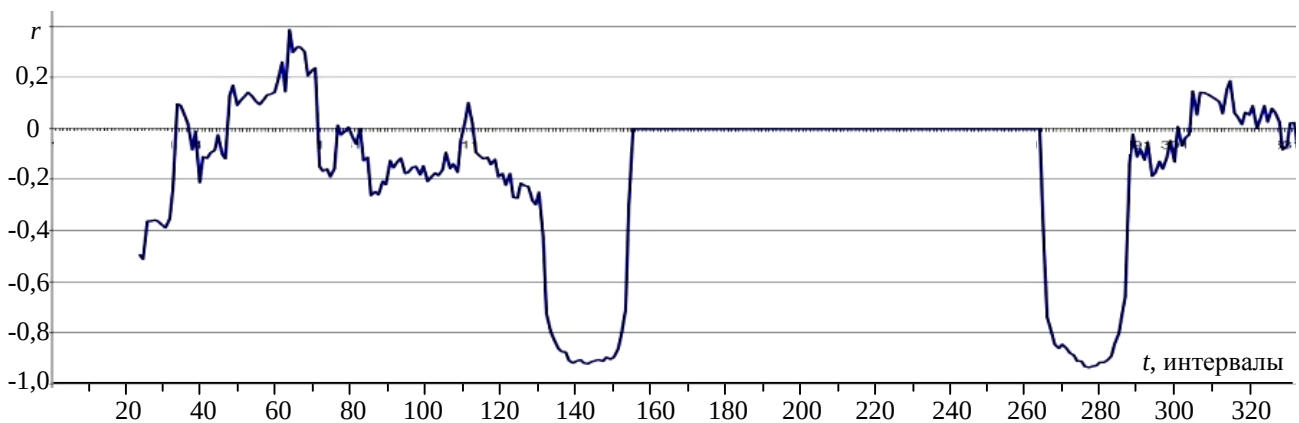


Рис. 3. Коэффициент парной корреляции небаланса мощности с нагрузкой присоединения с дефектным счетчиком

Если измерительная система соответствует метрологическим правилам и нормам, то графики этих трех последовательностей, построенные по оси времени, фиксируют наличие знакопеременных и малых по величине приращений статистических параметров (рис. 2, фрагменты графиков между интервалами №21 и 131 на оси времени). Причем теснота корреляционной связи небаланса с нагрузками каждого из присоединений подстанции находится, в основном, на уровне «слабая» и «очень слабая».

Возникшая неисправность в каком-либо измерительном комплексе автоматически проецируется на динамику скользящих параметров. Абсолютные величины среднего и стандартного отклонения монотонно увеличиваются с течением времени при сохранении неизменного знака у приращения. **Устойчивое проявление этих количественных и качественных признаков сигнализирует о присутствии грубых ошибок в учетной информации.** Существенно большие изменения происходят с величиной коэффициента парной корреляции между небалансом и нагрузкой присоединения с дефектным измерительным комплексом (рис. 3). Она возрастает от 0,2-0,4 до 0,8-0,9 и более, тогда как корреляция для других присоединений сохраняется на прежнем низком уровне. Переход к «сильной» и «очень сильной» корреляции с последующим ее ослаблением (вид «шипа» на графике) указывает на возможное место генерации искажений в измерениях расхода электроэнергии. Контрольный отрезок

времени для анализа скользящего среднего равен ширине окна, а для стандартного отклонения и коэффициента корреляции – в 2 раза меньше (на рис. 2, 3 фрагменты графиков между интервалами № 131-154 и № 265-290 на оси времени).

Таким образом, с высокой вероятностью можно утверждать, что источник грубых ошибок в данных энергоучета окончательно выявлен, если совпадает во времени начало «кризисных» изменений на графиках скользящих значений среднего, стандартного отклонения, коэффициента парной корреляции и нагрузки присоединения предположительно с дефектным измерительным комплексом.

Изложенный алгоритм формально представляется нижеследующими математическими выкладками.

Пусть первичными числовыми рядами X и Y служат временные ряды длиной N , ($l = 1, 2, \dots, N$) с равноотстоящими значениями двух переменных:

– небаланса мощности $\Delta P = \{\Delta P_1, \Delta P_2, \dots, \Delta P_m, \dots, \Delta P_{N-1}, \Delta P_N\}$ (ряд X);

– мощности нагрузки одного из присоединений подстанции, показания счетчика которого участвуют в уравнении баланса, $P = \{P_1, \dots, P_m, \dots, P_N\}$ (ряд Y).

Тогда скользящие средние арифметические значения $\bar{x}$ и $\bar{y}$, стандартные отклонения S_x и S_y , коэффициент парной корреляции r_{xy} при фиксированной ширине k ($1 < k < N$) прямоугольного окна вычисляются по известным формулам [13]:

$$\bar{x}_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_{i+j-1}; S_{xj} = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (x_{i+j-1} - \bar{x}_j)^2}, \quad (1)$$

$$\bar{y}_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k y_{i+j-1}; S_{yj} = \sqrt{\frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (y_{i+j-1} - \bar{y}_j)^2}, \quad (2)$$

$$r_{xyj} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \frac{1}{S_{xj} S_{yj}} (x_{i+j-1} - \bar{x}_j)(y_{i+j-1} - \bar{y}_j), \quad (3)$$

где j – номер текущего значения вычисляемой величины.

Значения коэффициентов парной корреляции r_{xyj} , рассчитанные для всех интересующих нас j ($1 < j < N-k+1$), составляют функцию кросскорреляции.

Важно отметить, что скользящие значения выборочных характеристик распределения небаланса мощности, в том числе и функции кросскорреляции, существенно изменяются при отказе в работе измерительного комплекса. Типичность поведения проявляется в форме монотонного и практически прямолинейного роста параметра по абсолютной величине в течение времени, равного половине или полной ширине окна усреднения, т.е.

$$\forall j \leq p \leq j+k; x_{p+1} - x_p \geq 0 \vee x_{p+1} - x_p < 0; \quad (4)$$

$$\forall j \leq p \leq j+\frac{k}{2}; S_{x_{p+1}} - S_{x_p} \geq 0; \quad (5)$$

$$\forall j \leq p \leq j+\frac{k}{2}; r_{xy_{p+1}} - r_{xy_p} \geq 0 \vee r_{xy_{p+1}} - r_{xy_p} < 0; \quad (6)$$

$$r_{xy_{j+\frac{k}{2}}} \geq 0,8, \quad (7)$$

где p – номер текущего значения величины внутри окна усреднения.

Эти формальные признаки (4)-(7) могут быть представлены в качестве единого комплексного критерия для оперативного выявления грубых ошибок в измерениях и места искажения информации в технической системе учета электроэнергии. Процедура достоверизации данных, проводимая с его помощью, является более строгой, четкой и конкретной, чем в случае применения расчетной величины допустимого небаланса в качестве порогового значения.

РЕЗУЛЬТАТЫ

Ниже приведен пример отслеживания достоверности данных учета электроэнергии на присоединениях секции 10 кВ подстанции металлургического комбината с использованием выражений (4)-(7).

В каждый момент текущего времени t вычисляются небалансы мощности ($\{\Delta P_i\}$, $1 < i < N$) с дискретностью в 0,5 ч на глубину архива T (ч) по информации, поступившей в АСКУЭ от счетчиков. Его значения образуют конечный временной ряд $\Delta P = \{\Delta P_1, \Delta P_2, \dots, \Delta P_1 \dots, \Delta P_{N-1}, \Delta P_N\}$, где $N = 2T$. Члены этого ряда используются для расчета двух последовательностей – скользящего среднего и стандартного отклонения небаланса при ширине окна усреднения $k < N$ [14]. Размер окна выбирается в пределах от 3 до 12 ч, что соответствует 6-24 интервалам при 30-минутных значениях

мощности в графике небаланса. В нашем примере $k=12$. Для каждого из 18 присоединений (г) балансируемого узла сети из базы данных АСКУЭ извлекается фрагмент непрерывного графика нагрузки $\{p_i^g\}$, ограниченный рамками того же интервала времени T . Вычисляется последовательность значений коэффициента парной кросскорреляции между небалансом и нагрузками присоединений.

Если измерительная система соответствует метрологическим правилам и нормам, то графики этих трех последовательностей фиксируют наличие знакопеременных и малых по величине приращений статистических параметров. Это подтверждается зависимостями, представленными на рис. 4. Участок графиков между метками №1 и 40 оси времени подтверждает исправное состояние технической системы учета. Здесь следует отметить, что теснота корреляционной связи небаланса с нагрузками каждого из присоединений подстанции находится, в основном, на уровне «слабая» и «очень слабая» ($|r| < 0,2$), тогда как критическая величина этого коэффициента находится в диапазоне 0,45-0,55 при числе степеней свободы $\nu=11$ и доверительной вероятности $q=0,95$ [15].

Неисправность, возникшая в измерительном комплексе присоединения ф. 70-46, автоматически отражается на динамике скользящих параметров. Среднее и стандартное отклонение небаланса монотонно увеличиваются, начиная с метки 73, при сохранении неизменным знака у приращения. Устойчивое проявление этих количественных и качественных признаков сигнализирует о присутствии грубых ошибок в учетной информации.

Характерные изменения происходят с абсолютной величиной коэффициента парной кросскорреляции между небалансом и нагрузкой этого присоединения. Этот коэффициент возрастает от 0,2-0,4 до 0,8-0,9 и более, тогда как корреляционная связь для других присоединений (с исправными приборами учета) сохраняется на прежнем низком уровне. Переход к «сильной» и «очень сильной» корреляции с последующим ее глубоким ослаблением (вид «шипа» на графике) указывает на возможное место генерации искажений в измерениях расхода электроэнергии. Контрольный отрезок времени для анализа скользящего среднего равен ширине окна между метками 73-85, а для стандартного отклонения и коэффициента корреляции – в 2 раза меньше (между метками 73-79).

С высокой вероятностью можно утверждать, что источник грубых ошибок в данных энергоучета окончательно выявлен, если совпадает во времени начало «кризисных» изменений на графиках скользящих значений среднего, стандартного отклонения, коэффициента парной кросскорреляции и нагрузки присоединения предположительно с дефектным измерительным комплексом. Так был выявлен поврежденный счетчик ф. 70-46. При дефектологическом исследовании этого прибора обнаружена причина его неисправности – заклинивание счетного механизма на переходе с числа 9999,9. Дополнительно следует отметить, что первые проявления эпизодических сбоев в работе счетного механизма, предшествующие остановке счетчика, можно увидеть только на графике коэффициента кросскорреляции. Они располагаются между метками 42 и 67.



Рис. 4. Статистические характеристики при небалансе мощности

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенный в статье алгоритм используется длительное время для нахождения места возникновения грубых ошибок в измерениях электропотребления ПАО «ММК». С его помощью в АСУ «Энергоучет» предприятия осуществляется ежесуточная проверка достоверности данных автоматизированного учета электроэнергии на присоединениях 3 (6, 10), ..., 220 кВ двух электростанций, 40 заводских и 9 цеховых подстанций. Успешно идентифицируются измерительные комплексы с такими распространенными проявлениями дефектов, как:

- остановка счетчика под нагрузкой;
- отказ счетчика в работе в момент подачи напряжения на электроприемник;
- монотонно возрастающая сверх допустимого значения погрешность устройств, предназначенных для измерения и учета электроэнергии, например, «затирание данных» индукционным счетчиком, пропуски импульсных сигналов или избыточное «мерцание» телеметрического блока счетчика, ослабление контактов измерительных цепей в клеммных коробках и др.;
- размыкание одной фазы вторичных измерительных цепей «трансформатор напряжения – счетчик» контактами блокировки аварийных секционных переключателей;
- включение на параллельную работу трансформаторов и ЛЭП в сетях низкого напряжения (на цеховых подстанциях потребителя).

Сроки устранения дефектов в измерительных комплексах сокращены до 2-3 дней от момента возникновения неисправности. Исключены превышения фактических небалансов мощности и электроэнергии над допустимыми значениями по итогам распределения электроэнергии между электроустановками комбината за календарный месяц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кочнева Е.С., Паздерин А.В., Самойленко В.О. Использование методических подходов теории оценивания со-

стояния для расчета и достоверизации потоков электрической энергии в сетях // *Электричество*. 2014. №10. С. 12-21.

2. Egorov A.O., Kochneva E.S., Pazderin A.V. Detection of systematical errors of AMR system complexes // *Advanced Materials Research*. 2014. № 960-961. P. 1342-1346.
3. Improving electric power quality within the power supply system of wide-strip hot-rolling mill stand / A.S. Karandaev, G.P. Kornilov, V.R. Khramshin, T.R. Khramshin // *Procedia Engineering*. 129. 2015. P. 2-8. doi 10.1016/j.proeng.2015.12.002.
4. Управление реактивной мощностью в системах электроснабжения с мощными тиристорными преобразователями прокатных станов / Г.П. Корнилов, А.Н. Шеметов, Т.Р. Храмшин и др. // *Промышленная энергетика*. 2008. № 1. С. 39-44.
5. Способы управления электрическим режимом электродуговых печей / Ю.П. Журавлев, Г.П. Корнилов, А.А. Николаев и др. // *Известия вузов. Электромеханика*. 2006. № 4. С. 76-81.
6. Корнилов Г.П., Шеметов А.Н., Осипов А.В. Современные проблемы электромагнитной совместимости в системах электроснабжения с резкопеременными и нелинейными нагрузками // *Известия вузов. Электромеханика*. 2006. № 4. С. 89-93.
7. Карандаев А.С. Совершенствование автоматизированных электроприводов агрегатов прокатного производства // *Машиностроение: сетевой электронный научный журнал*. 2014. №1. С. 3-15.
8. Алгоритм расчета скоростных и нагрузочных режимов электроприводов клеток прокатного стана при прокатке толстых полос / В.В. Галкин, А.С. Карандаев, В.В. Головин, А.А. Радионов, В.Р. Храмшин, В.Р. Гасияров, О.А. Залогин // *Известия ТулГУ. Технические науки*. Вып. 3: в 5 ч. Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. Ч. 2. С. 12-17.
9. Типовая инструкция по учету электроэнергии при ее производстве, передаче и распределении: РД34.09.101-94. М.: Служба передового опыта ОРГРЭС, 1995. 41 с.
10. Гамм А.З. Обнаружение недостаточно достоверных данных при оценивании состояния ЭЭС с помощью топологического анализа // *Электричество*. 1978. № 4. С. 1-8.
11. Колосок И.Н., Евдокимов Е.Ю. Повышение достоверности измерительной информации в системе учета электроэнергии крупного промышленного предприятия на основе статистических методов обработки данных // *Промышленная энергетика*. 2009. № 12. С. 27-34.

12. Кулаичев А.П. Методы и средства анализа данных в среде Windows Stadia 6.0. М.: InCo НПО «Информатика и компьютеры», 1998. 268 с.
13. Налимов В.В. Применение математической статистики при анализе вещества. М.: Физматгиз, 1960. 430 с.
14. Дуброва Т.А. Статистические методы прогнозирования. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2003. 206 с.
15. Львовский Е.Н. Статистические методы построения эмпирических формул. М.: Высшая школа. 1982. 224 с.

Поступила в редакцию 22 сентября 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

DETECTION TECHNIQUE OF FAULTY METERING INSTRUMENTS IN INDUSTRIAL ELECTRIC NETWORKS

Yurii P. Kovalenko

Ph.D. (Eng.), Magnitogorsk, Russia.

Konstantin E. Odintsov

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, department of electric power supply of industrial enterprises, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: eltech_mgtu@mail.ru.

Gennady V. Nikiforov

D.Sc (Eng.), Chairman of Board of Directors, Magnitogorskazstroy LLC, Magnitogorsk, Russia.

Rif G. Mugalimov

D.Sc (Eng.), Associate Professor, department of electric power supply of industrial enterprises, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia.

Improved accuracy and efficiency at detection of industrial measuring system failures are required to have relevant data of power amounts distributed between departments and process units. This challenge is especially relevant at power exchange between iron and steel works with auxiliary power station and the general power system. Main inputs for mutual settlements are supplied by electric meters installed near the boundaries delimiting power balance sheet participants. Thus, automated control of their technical condition is required at emerging market of power resources. The authors use the example of PJSC Magnitogorsk Iron and Steel Works to demonstrate that one of the causes of ineffective control of metering systems is the lack of available engineering procedures providing timely revealing a certain source of corrupted metering data. Based on the analysis of diagrams of power consumption of plant network nodes, the troubleshooting procedure based on power imbalance assessment is substantiated. The authors propose a formalized assessment of power imbalances using empiric distribution criteria: average standard deviation and coefficient of pair correlation between imbalance and loads of all substation connections. Specific diagrams of power imbalance are also analyzed. The paper provides analytical dependencies for calculation of empiric criteria. It gives an example of electric meter condition control at connections of the 10 kV section of the iron and steel works substation. The authors consider results of identification of common faults of metering systems installed at wiring points of power stations and substations of PJSC Magnitogorsk Iron and Steel Works.

Keywords: Iron and steel works, power consumption, metering systems, technical condition, power imbalance, control, methods, empiric criteria, failures, faults, identification, use.

REFERENCES

1. Kochneva E.S. Pazderin A.V., Samoylenko V.O. Methodological approaches of condition estimation theory for calculation and verification of power fluxes in networks. *Elektrichestvo* [Electricity], 2014, no. 10, pp. 12-21. (In Russian)
2. Egorov A.O. Kochneva E.S., Pazderin A.V. Detection of systematical errors of AMR system complexes. *Advanced Materials Research*, 2014, no. 960-961, pp. 1342-1346.
3. Karandaev A.S., Kornilov G.P., Khrumshin V.R., Khrumshin T.R. Improving electric power quality within the power supply system of wide-strip hot-rolling mill stand. *Procedia Engineering*, 2015, no. 129, pp. 2-8. doi 10.1016/j.proeng.2015.12.002.
4. Kornilov G.P., Shemetov A.N., Khtamshin T.R. and others. Control of reactive power in power supply systems equipped with powerful thyristor converters of rolling mills. *Promyshlennaya energetika* [Industrial Power Engineering], 2008, no. 1, pp. 39-44. (In Russian)
5. Zhuravlev Yu.P., Kornilov G.P., Nikolaev A.A. and others. Methods of power mode control of arc furnaces. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Higher School Bulletin. Electromechanics], 2006, no. 4, pp. 76-81. (In Russian)
6. Kornilov G.P., Shemetov A.N., Osipov A.V. Contemporary issues of electromagnetic compatibility in power supply systems with abruptly fluctuating and non-linear loads. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Higher School Bulletin. Electromechanics], 2006, no. 4, pp. 89-93. (In Russian)
7. Karandaev A.S. Improvement of automated electric drives of rolling mills. *Mashinostroenie: Setevoy ehlektronnyy nauchnyy zhurnal* [Machine Building: Online Scientific Journal], 2014, no. 1, pp. 3-15. (In Russian)
8. Galkin V.V., Karandaev A.N., Golovin V.V., Radionov A.A., Khrumshin V.R., Gasiyarov V.R., Zalogin O.A. Algorithm for calculation of speed and load modes of electric drives of rolling mill stands at rolling thick strips. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki* [Bulletin of Tula State University. Engineering Sciences]. Issue 3: 5 parts. Tula: Publishing House of Tula State University, 2010, pt. 2, pp. 12-17. (In Russian)
9. *Tipovaya instrukciya po uchetu ehlektroenergii pri ee proizvodstve, peredache i raspredelenii: RD34.09.101-94* [Standard Operating Procedure for Electric Power Metering at its Production, Transmission and Distribution: RD34.09.101-94]. Moscow, ORGRES Best Practices Service, 1995, 41 p. (In Russian)
10. Gamm A.Z. Obnaruzhenie nedostatochno dostovernnykh dannyykh pri otsenivanii sostoyaniya EES s pomoshchyu topologicheskogo analiza [Detection of insufficiently relevant data at estimation of electrical power system condition using topological analysis]. *Elektrichestvo* [Electricity], 1978, no. 4, pp. 1-8. (In Russian)
11. Kolosok I.N., Evdokimov E.Yu. Improvement of metering data relevance in the power metering system of a large industrial plant based on statistical data processing. *Promyshlennaya energetika* [Industrial Power Engineering], 2009, no. 12, pp.27-34. (In Russian)

12. Kulaichev A.P. *Metody i sredstva analiza dannyh v srede Windows Stadia 6.0* [Methods and Tool of Data Analysis in Windows Stadia 6.0]. Moscow, InCo Informatics and Computers SPA, 1998. 268 p. (In Russian)
 13. Nalimov V.V. *Primenenie matematicheskoy statistiki pri analize veshchestva* [Application of Mathematical Statistics at Substance Analysis]. Moscow, Fizmatgiz, 1960. 430 p. (In Russian)
 14. Dubrova T.A. *Statisticheskie metody prognozirovaniya* [Forecast Statistical Methods]. Moscow, UNITY-DANA, 2003. 206 p. (In Russian)
 15. Lvovsky E.N. *Statisticheskie metody postroeniya empiricheskikh formul* [Statistical Methods of Empiric Formula Construction]. Moscow, Higher School, 1982. 224 p. (In Russian)
-

Методика идентификации неисправных измерительных приборов в промышленных электрических сетях / Коваленко Ю.П., Одинцов К.Э., Никифоров Г.В., Мугалимов Р.Г. // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 45-52. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-45-52](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-45-52)

Kovalenko Yu.P., Odintsov K.E., Nikiforov G.V., Mugalimov R.G. Detection Technique of Faulty Metering Instruments in Industrial Electric Networks. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 45-52. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-45-52](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-45-52)

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

УДК 537.311.5:621.365.3

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-53-60](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-53-60)

Ильгачёв А.Н.

Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова

**УЧЕТ ПРОВОДИМОСТИ БОКОВОЙ СТЕНКИ И НЕОДНОРОДНОСТИ ПРОВОДИМОСТИ СРЕДЫ
ВАННЫ КРУГЛЫХ МНОГОЭЛЕКТРОДНЫХ РУДНО-ТЕРМИЧЕСКИХ ПЕЧЕЙ**

С использованием результатов анализа технологических процессов, происходящих в ваннах рудно-термических печей, обосновано применение моделей с двухслойно-однородной по проводимости в вертикальном или горизонтальном направлении среды ванн многоэлектродных круглых печей при расчете их электрического поля. Для предложенных структур среды ванны получены аналитические решения уравнения Лапласа с применением аналитико-численного метода, основанного на комбинации методов эквивалентных источников, зеркальных отражений, суперпозиции, разделения переменных и наименьших квадратов. Функция, определяющая потенциал электрического поля ванны, находится как сумма произведений, каждое из которых представлено вещественной функцией, характеризующей распределение потенциала электрического поля в расчетном режиме холостого хода ванны для одного из электродов печи, и его током в комплексной форме. В свою очередь функция, характеризующая распределение потенциала электрического поля ванны в расчетном режиме холостого хода для одного из электродов, находится как сумма гармонических функций. Часть из этих функций определяет распределение потенциала электрического поля источников в расчетном режиме холостого хода бесконечной в радиальном направлении ванны с однородной по проводимости средой. Другая часть функций учитывает влияние боковой стенки на электрическое поле источников в ванне с однородной по проводимости средой, а третья – влияние неоднородности проводимости среды ванны. Электрические поля для всех расчетных режимов холостого хода ванны определяются одной и той же системой источников, значения токов которых отличаются для различных режимов холостого хода.

Ключевые слова: круглая ванна печи, двухслойно-однородная модель, уравнение Лапласа, аналитико-численный метод, метод разделения переменных, метод наименьших квадратов.

ВВЕДЕНИЕ

Необходимость интенсификации работы и повышения энергетической эффективности действующих рудно-термических печей (РТП), а также совершенствования методов выбора оптимальных параметров и рациональных режимов вновь проектируемых печей сохраняет актуальность исследования электрических полей их ванн. Определенными преимуществами в этих исследованиях обладают методы математического моделирования. В настоящее время все большее распространение получают численные методы моделирования электрических полей и параметров схем замещения ванн электродных печей [1-5]. Вместе с тем сохраняют свои достоинства аналитические методы моделирования. В данной статье предложены аналитические решения, полученные с помощью аналитико-численного метода [6], для уравнения Лапласа, описывающего электрическое поле в ванне многоэлектродных круглых печей.

При допущениях отсутствия дуг и пренебрежении поверхностным эффектом электрическое поле в круглой ванне многоэлектродных печей является квазистационарным, потенциальным и описывается уравнением

$$\operatorname{div}(-\gamma \operatorname{grad} \phi) = 0,$$

где ϕ – скалярный потенциал в комплексной форме; γ – удельная проводимость среды ванны, зависящая от ряда факторов и являющаяся функцией пространственных координат.

Закономерности поведения удельной проводимости γ материалов ванны являются результатом взаи-

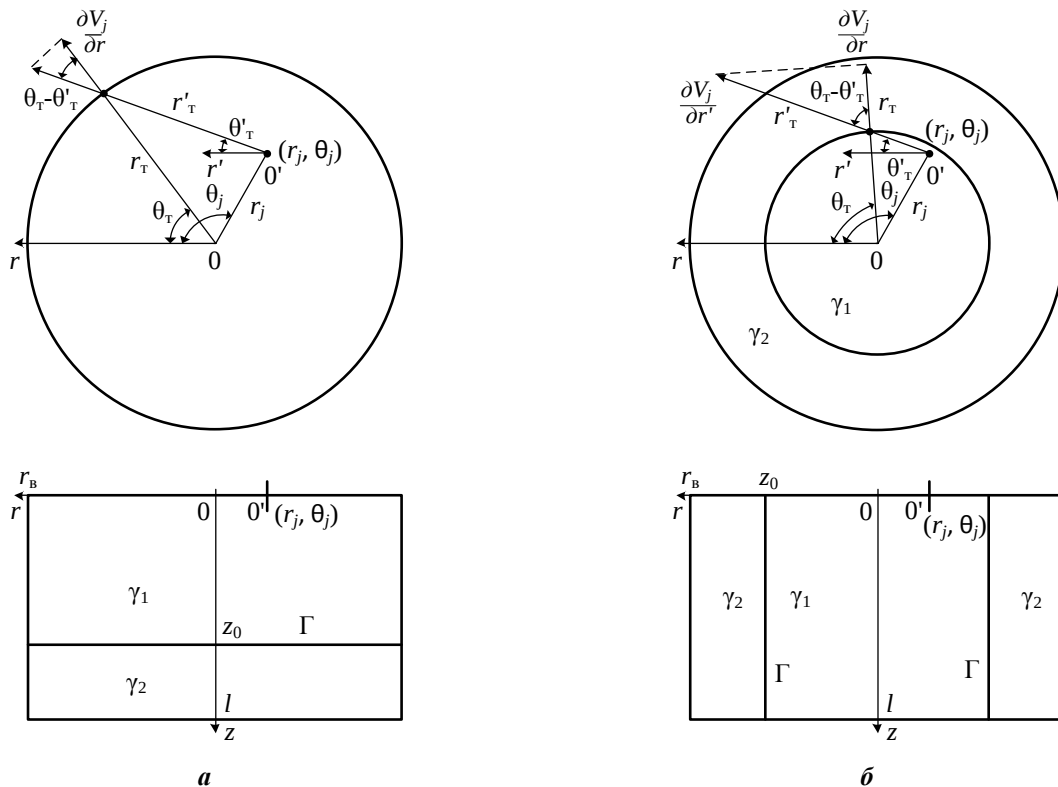
модействия электромагнитного и теплового полей, поля движения масс и физико-химической кинетики процесса. Эти обстоятельства усложняют решение задачи расчета электрического поля. Его можно значительно упростить, если аппроксимировать электрическую проводимость так, чтобы среда ванны была представлена областями, в пределах каждой из которых проводимость имеет постоянное значение.

В ванне многих круглых рудно-термических печей наибольшее изменение удельной проводимости материалов происходит в вертикальном направлении и (или) в радиальном направлении от оси печи. Проводимости материалов разных областей ванны отличаются друг от друга на несколько порядков. Поэтому с хорошим приближением к её реальным структурам учет изменения удельной проводимости может быть произведён разбиением среды ванн на зоны (слои), границы между которыми выражены достаточно чётко и в пределах каждой из которых удельная проводимость имеет постоянное значение. При этом в каждой из них электрическое поле описывается уравнением Лапласа

$$\nabla^2 \phi = 0.$$

С достаточной для практики точностью расчётная модель электрического поля ванны фосфорных печей можно представить в виде слоёв углеродистой и шлаковой зон (см. **рисунк, а**), расположенных один над другим, удельная проводимость которых отличается примерно в 2 раза [7], а на границе их раздела Γ задаётся условие непрерывности линий тока

$$\begin{cases} \phi_1 = \phi_2, \\ \gamma_1 \frac{\partial \phi_1}{\partial z} = \gamma_2 \frac{\partial \phi_2}{\partial z}. \end{cases}$$



Основные обозначения, система координат двухслойно-однородных модели по проводимости среды ванны в радиальном (а) и вертикальном (б) направлении

В ванне многоэлектродных печей удельная объемная мощность распределяется резко неравномерно. Наибольшие значения удельная мощность имеет в областях, расположенных вблизи рабочих поверхностей электродов [8]. Для значений диаметра распада электродов, характерных для действующих печей в областях между соседними электродами, удельная мощность изменяется незначительно. По мере удаления от электродов к боковой стенке значения удельной объемной мощности резко уменьшаются. Общие закономерности изменения температуры материалов ванны имеют подобный характер. Известно, что удельная электрическая проводимость расплавленных шлаков увеличивается с ростом температуры [9]. Поэтому наибольшие значения электрической проводимости среды ванны будет иметь в «горячей» области, в которой располагаются электроды. По мере удаления от неё в направлении боковой стенки значения проводимости материалов резко уменьшаются. С учетом этих особенностей расчётная модель может быть представлена двумя слоями в виде соосных сплошного и полого цилиндров (см. рисунок, б). На поверхности границы их раздела Γ задано условие непрерывности линий тока

$$\begin{cases} \phi_1 = \phi_2, \\ \gamma_1 \frac{\partial \phi_1}{\partial r} = \gamma_2 \frac{\partial \phi_2}{\partial r}. \end{cases}$$

Электрическая проводимость материалов электродов и расплава (металла) РТП значительно превосходит проводимость шлака и шихты. Это позволяет электрическое поле в средах с невысокой проводимостью рассчитывать независимо от электрического поля внутри электродов и расплава. В этом случае на поверхностях

электродов и расплава задаются граничные условия для скалярного потенциала $\phi_{\pi i} = \text{const}$, $i = 1, 2, \dots, m$, $\phi(r, \theta, l) = 0$. На верхней границе верхнего слоя или слоёв ($z = 0$) задается условие второго рода $\frac{\partial \phi}{\partial z} \Big|_{z=0} = 0$.

С использованием распределений потенциала электрического поля ванны в расчетных режимах холостого хода [10] распределение потенциала электрического поля в слоях среды ванны многоэлектродной печи может быть представлено

$$\phi_1(r, \theta, z) = \frac{1}{\gamma_1 l} \sum_{i=1}^m I_{\pi i} F_{x.x.1}^{(i)}(r^*, \theta, z^*), \quad (1)$$

$$\phi_2(r, \theta, z) = \frac{1}{\gamma_2 l} \sum_{i=1}^m I_{\pi i} F_{x.x.2}^{(i)}(r^*, \theta, z^*), \quad (2)$$

где m – количество электродов печи; $I_{\pi i}$ – ток i -го электрода в комплексной форме; $F_{x.x.1}^{(i)}(r^*, \theta, z^*)$, $F_{x.x.2}^{(i)}(r^*, \theta, z^*)$ – вещественные безразмерные функции распределения потенциала соответственно в первом и втором слоях в расчетном режиме холостого хода ванны для i -го электрода.

Для того чтобы расчет электрического поля ванны печей с различным числом и расположением электродов производить по одному и тому же алгоритму в аналитико-численном методе, обобщенные функции распределения потенциала $F_{x.x.1}^{(i)}(r^*, \theta, z^*)$, $F_{x.x.2}^{(i)}(r^*, \theta, z^*)$ представляются в виде сумм функций

$$F_{x,x,1}^{(i)}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{j=1}^{N_{\text{ист}}} K_{x,x,j}^{(i)} F_{1j}(r^*, \theta, z^*);$$

$$F_{x,x,2}^{(i)}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{j=1}^{N_{\text{ист}}} K_{x,x,j}^{(i)} F_{2j}(r^*, \theta, z^*),$$

где $F_{1j}(r^*, \theta, z^*)$, $F_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ – обобщенные функции распределения потенциала электрического поля j -го источника тока соответственно в первом и втором слоях ванны; $K_{x,x,j}^{(i)}$ – ток j -го источника в режиме холостого хода ванны для i -го электрода; $N_{\text{ист}} = m \sum_{k=0}^t (m-1)^k$ – общее количество источников

тока, создающих электрическое поле в ванне; t – количество отражений основного источника тока одного электрода при решении вспомогательной задачи учета взаимного влияния электродов друг на друга [6].

При таком представлении решения уравнения Лапласа электрические поля для всех расчетных режимов холостого хода ванны определяются одной и той же системой источников, значения токов которых отличаются для различных режимов холостого хода.

Двухслойно-однородная модель по проводимости среды ванны в радиальном направлении

Обобщенные функции распределения потенциала электрического поля j -го источника тока в слоях ванны в этом случае представим (см. рисунок, а)

$$F_{1j}(r^*, \theta, z^*) = V_j(r^*, \theta, z^*) + U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*) + U_{1j}(r^*, \theta, z^*) = W_j(r^*, \theta, z^*) + U_{1j}(r^*, \theta, z^*),$$

$$F_{2j}(r^*, \theta, z^*) = V_j(r^*, \theta, z^*) + U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*) + U_{2j}(r^*, \theta, z^*) = W_j(r^*, \theta, z^*) + U_{2j}(r^*, \theta, z^*),$$

где $V_j(r^*, \theta, z^*)$ – обобщенная функция распределения потенциала электрического поля j -го источника тока в однородной и бесконечной в радиальном направлении ванне [6]; $U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*)$ – функция, учитывающая влияние боковой стенки на электрическое поле j -го источника тока в однородной среде; $U_{1j}(r^*, \theta, z^*)$, $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ – функции, учитывающие влияние проводимости слоев ванны.

Будем искать функции $U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*)$, $U_{1j}(r^*, \theta, z^*)$, $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ в виде сумм частных решений уравнения Лапласа, полученных методом разделения переменных в цилиндрической системе координат [11]

$$U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) \times \times \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] I_n(k_{nk} r^*);$$

$$U_{1j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} B_{jnk} \cos(n\theta) \times \times J_n(q_{nk} r^*) \text{ch}(q_{nk} z^*);$$

$$U_{2j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{jnk} \cos(n\theta) \times \times J_n(q_{nk} r^*) \text{sh}[q_{nk}(1-z^*)],$$

где $I_n(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода n -го порядка; $k_{nk} = \sqrt{n^2 + \left[(2k+1)\frac{\pi}{2}\right]^2}$;

$J_n(x)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка;

$q_{nk} = \frac{\lambda_{nk}}{r_b^*}$; λ_{nk} – k -й положительный корень среди кор-

ней, расположенных в порядке возрастания, уравнения:

а) для проводящей стенки $J_n(x) = 0$;

б) для непроводящей стенки $J'_n(x) = 0$.

Исходя из выбранных представлений функций $U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*)$, $U_{1j}(r^*, \theta, z^*)$ и $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$, граничное условие на боковой стенке будут выглядеть следующим образом:

а) для проводящей стенки

$$U_{\text{ст}j}(r_b^*, \theta, z^*) = -V_j(r_b^*, \theta, z^*);$$

б) для непроводящей стенки

$$\frac{\partial U_{\text{ст}j}(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*} = - \frac{\partial V_j(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*},$$

или с учетом (6):

а) для проводящей стенки

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) I_n(k_{nk} r_b^*) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] = -V_j(r_b^*, \theta, z^*);$$

б) для непроводящей стенки

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) k_{nk} I'_n[k_{nk} r_b^*] \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] = - \frac{\partial V_j(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*},$$

где $I'_n(x)$ – производная модифицированной функции Бесселя первого рода n -го порядка.

Разложим в двойные ряды Фурье функции $V_j(r_b^*, \theta, z^*)$ и $\frac{\partial V_j(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*}$, на интервалах изменения переменных $0 \leq z^* \leq 1$ и $0 \leq \theta \leq 2\pi$ в системе ортогональных функций $\cos(n\theta) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right]$ ($n = 0, 1, 2, \dots; k = 0, 1, \dots$)

$$V_j(r_b^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} D_{jnk} \cos(n\theta) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right], \quad (11)$$

$$\frac{\partial V(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} D'_{jnk} \cos(n\theta) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right], \quad (12)$$

где $D_{j0,k} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 V(r_b^*, \theta, z^*) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] d\theta dz^*,$

$$D_{jnk} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 V(r_b^*, \theta, z^*) \cos(n\theta) \times \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] d\theta dz^*,$$

$$D'_{j0,k} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 \frac{\partial V(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*} \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] d\theta dz^*,$$

$$D'_{jnk} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 \frac{\partial V(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_b^*} \cos(n\theta) \times \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] d\theta dz^*.$$

Подставляя (11) и (12) соответственно в (9) и (10), получим:

а) для проводящей стенки

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) I_n(k_{nk} r^*) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] = - \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} D_{jnk} \cos(n\theta) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right]; \quad (13)$$

б) для непроводящей стенки

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) I'_n(k_{nk} r_b^*) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right] = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} D'_{jnk} \cos(n\theta) \cos\left[(2k+1)\frac{\pi z^*}{2}\right]. \quad (14)$$

Из равенств (13) и (14) находим выражения для вычисления коэффициентов A_{jnk} :

$$A_{jnk} = - \frac{D_{jnk}}{I_n(k_{nk} r_b^*)}; \quad (15)$$

$$A_{jnk} = - \frac{D'_{jnk}}{I'_n(k_{nk} r_b^*)}. \quad (16)$$

Граничные условия непрерывности тока на поверхности Γ раздела слоёв 1 и 2 (см. **рисунок, а**)

$$\begin{cases} \varphi_1(r, \theta, z_0) = \varphi_2(r, \theta, z_0), \\ \gamma_1 \frac{\partial \varphi_1(r, \theta, z)}{\partial z} \Big|_{z=z_0} = \gamma_2 \frac{\partial \varphi_2(r, \theta, z)}{\partial z} \Big|_{z=z_0}. \end{cases}$$

С учётом (1)-(8)

$$\begin{aligned} \gamma_2 U_{1j}(r^*, \theta, z_0^*) - \gamma_1 U_{2j}(r^*, \theta, z_0^*) &= \\ &= (\gamma_1 - \gamma_2) W_j(r^*, \theta, z_0^*), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\frac{\partial U_{1j}(r^*, \theta, z^*)}{\partial z^*} \Big|_{z^*=z_0^*} = \frac{\partial U_{2j}(r^*, \theta, z^*)}{\partial z^*} \Big|_{z^*=z_0^*}.$$

Подставим (7)-(6) и их производные по z^* в (17)

$$\begin{cases} \gamma_2 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} B_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) \operatorname{ch}(q_{nk} z_0^*) - \\ - \gamma_1 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) \times \\ \times \operatorname{sh}[q_{nk}(1-z_0^*)] = (\gamma_1 - \gamma_2) W_j(r^*, \theta, z_0^*), \\ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} B_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) q_{nk} \operatorname{sh}(q_{nk} z_0^*) + \\ + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) q_{nk} \times \\ \times \operatorname{ch}[q_{nk}(1-z_0^*)] = 0. \end{cases} \quad (18)$$

Из последнего уравнения системы (18) следует

$$C_{jnk} = -B_{jnk} \frac{\operatorname{sh}(q_{nk} z_0^*)}{\operatorname{ch}[q_{nk}(1-z_0^*)]}. \quad (19)$$

Разложим в ряд Фурье-Бесселя функцию $W_j(r^*, \theta, z_0^*)$ на интервалах изменения переменных $0 \leq r^* \leq r_b^*$ и $0 \leq \theta \leq 2\pi$ в системе ортогональных функций $\cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*)$ с весовой функцией r^*

$$W_j(r^*, \theta, z_0^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*), \quad (20)$$

где:

а) для проводящей стенки

$$E_{j0,k} = - \frac{1}{\pi [r_b^* J_1(q_{0,k})]^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{r_b^*} r^* W(r^*, \theta, z_0^*) J_0(q_{0,k} r^*) dr^*,$$

$$E_{jnk} = - \frac{2}{\pi [r_b^* J_{n+1}(q_{nk})]^2} \int_0^{r_b^*} r^* W(r^*, \theta, z_0^*) \times \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) dr^*;$$

б) для непроводящей стенки

$$E_{j0,k} = -\frac{1}{\pi [r_B^* q_{0,k} J_0(q_{0,k})]^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{r_0^*} r^* W(r^*, \theta, z_0^*) \times \\ \times J_0(q_{0,k} r^*) dr^*,$$

$$E_{jnk} = -\frac{2}{\pi [r_B^* J_n(q_{nk})]^2} \left[1 - \left(\frac{n}{q_{nk}} \right)^2 \right] \times \\ \times \int_0^{r_0^*} r^* W(r^*, \theta, z_0^*) \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) dr^*.$$

Подставим (19) и (20) в первое уравнение системы (18)

$$\gamma_2 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) \operatorname{ch}[q_{nk} z_0^*] - \\ - \gamma_1 \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} E_{jnk} \frac{\operatorname{sh}(k_q z_0^*)}{\operatorname{ch}[k_q (1 - z_0^*)]} \cos(n\theta) J_n(k_q r^*) \times \\ \times \operatorname{sh}[k_q (1 - z_0^*)] = (\gamma_1 - \gamma_2) \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} E_{jnk} \cos(n\theta) J_0(k_q r^*).$$

Из последнего равенства следует

$$B_{jnk} = E_{jnk} \times \\ \times \frac{(\gamma_1 - \gamma_2)}{\gamma_2 \operatorname{ch}(q_{nk} z_0^*) + \gamma_1 \operatorname{sh}[q_{nk} (1 - z_0^*)] \operatorname{th}[q_{nk} (1 - z_0^*)]}. \quad (21)$$

ДВУХСЛОЙНО-ОДНОРОДНАЯ МОДЕЛЬ ПО ПРОВОДИМОСТИ
СРЕДЫ ВАННЫ В ВЕРТИКАЛЬНОМ НАПРАВЛЕНИИ

Распределение потенциала электрического поля j -го источника тока в слоях ванны в этом случае (см. **рисунок, б**) представляется функциями

$$F_{1j}(r^*, \theta, z^*) = V_j(r^*, \theta, z^*) + U_{1j}(r^*, \theta, z^*), \quad (22)$$

$$F_{2j}(r^*, \theta, z^*) = V_j(r^*, \theta, z^*) + \\ + U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*) + U_{2j}(r^*, \theta, z^*). \quad (23)$$

Так же как и в предыдущем случае, будем искать эти функции в виде сумм частных решений уравнения Лапласа, полученных методом разделения переменных в цилиндрической системе координат.

$$U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} A_{jnk} \cos(n\theta) \times \\ \times I_n(k_{nk} r^*) \cos \left[(2k+1) \frac{\pi z^*}{2} \right], \quad (24)$$

$$U_{1j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} B_{jnk} \cos(n\theta) \times \\ \times I_n(k_{nk} r^*) \cos \left[(2k+1) \frac{\pi z^*}{2} \right], \quad (25)$$

$$U_{2j}(r^*, \theta, z^*) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{jnk} \cos(n\theta) J_n(q_{nk} r^*) \times \\ \times [\operatorname{th}(q_{nk}) \operatorname{ch}(q_{nk} z^*) - \operatorname{sh}(q_{nk} z^*)]. \quad (26)$$

Исходя из выбранных представлений функций $U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*)$ и $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$, граничное условие на боковой стенке:

а) для проводящей стенки

$$U_{\text{сг}j}(r_B^*, \theta, z^*) = -V_j(r_B^*, \theta, z^*);$$

б) для непроводящей стенки

$$\frac{\partial U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_B^*} = -\frac{\partial V_j(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_B^*}.$$

Поэтому коэффициенты A_{jnk} функции $U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*)$ вычисляются аналогично предыдущему случаю по (19) или (20).

Граничные условия непрерывности тока на поверхности Γ раздела слоёв 1 и 2 (см. **рисунок, б**)

$$\begin{cases} \varphi_1(r_0, \theta, z) = \varphi_2(r_0, \theta, z), \\ \gamma_1 \frac{\partial \varphi_1(r, \theta, z)}{\partial r} \Big|_{r=r_0} = \gamma_2 \frac{\partial \varphi_2(r, \theta, z)}{\partial r} \Big|_{r=r_0}. \end{cases} \quad (27)$$

С учётом (1)-(3'), (22), (23), подставим (24)-(26) и их производные по r^* в (27)

$$\begin{cases} \gamma_2 \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} B_{jnk} \cos(n\theta) I_n(k_{nk} r_0^*) \times \\ \times \cos \left[(2k+1) \frac{\pi z^*}{2} \right] - \gamma_1 \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} C_{jit} \cos(i\theta) \times \\ \times J_i(q_{it} r_0^*) [\operatorname{th}(q_{it}) \operatorname{ch}(q_{it} z^*) - \operatorname{sh}(q_{it} z^*)] = \\ = (\gamma_1 - \gamma_2) V_j(r_0^*, \theta, z^*) - \gamma_1 U_{\text{сг}j}(r_0^*, \theta, z^*), \\ \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} B_i(2i+1) \frac{\pi}{2} I_0 \left[(2i+1) \frac{\pi r_0^*}{2} \right] \times \\ \times \cos \left[(2i+1) \frac{\pi z^*}{2} \right] + \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} C_{jit} \cos(i\theta) \times \\ \times J_i(q_{it} r_0^*) [\operatorname{th}(q_{it}) \operatorname{ch}(q_{it} z^*) - \operatorname{sh}(q_{it} z^*)] = \\ = \frac{\partial U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_0^*}. \end{cases} \quad (28)$$

Ограничим количества членов рядов для функций $U_{1j}(r^*, \theta, z^*)$ и $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$:

N_1, N_2 – максимальные значения индексов членов ряда для функции $U_{1j}(r^*, \theta, z^*)$ по n и по k соответственно;

N_3, N_4 – максимальные значения индексов членов ряда для функции $U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ по n и по k соответственно.

Составим невязки для уравнений системы (28)

$$\left\{ \begin{aligned} \delta_1 &= \gamma_2 \sum_{n=0}^{N_1} \sum_{k=0}^{N_2} B_{jnk} \cos(n\theta) I_n(k_{nk} r_0^*) \times \\ &\times \cos \left[(2k+1) \frac{\pi z^*}{2} \right] - \gamma_1 \sum_{i=0}^{N_3} \sum_{t=1}^{N_4} C_{jit} \cos(i\theta) \times - \\ &\times J_i(q_{it} r_0^*) \left[\operatorname{th}(q_{it}) \operatorname{ch}(q_{it} z^*) - \operatorname{sh}(q_{it} z^*) \right] - \\ &-(\gamma_1 - \gamma_2) V_j(r_0^*, \theta, z^*) + \gamma_1 U_{\text{сг}j}(r_0^*, \theta, z^*), \\ \delta_2 &= \sum_{n=0}^{N_1} \sum_{k=0}^{N_2} B_{jnk} \cos(n\theta) I'_n(k_{nk} r_0^*) \times \\ &\times \cos \left[(2k+1) \frac{\pi z^*}{2} \right] - \sum_{i=0}^{N_3} \sum_{t=1}^{N_4} C_{jit} \cos(i\theta) \times \\ &\times J'_i(q_{it} r_0^*) \left[\operatorname{th}(q_{it}) \operatorname{ch}(q_{it} z^*) - \operatorname{sh}(q_{it} z^*) \right] - \\ &-\frac{\partial U_{\text{сг}}(r^*, z^*)}{\partial r^*} \Big|_{r^*=r_0^*}. \end{aligned} \right. \quad (29)$$

Применим метод наименьших квадратов для определения коэффициентов $B_{jnk}, n=0,1,\dots,N_1, k=0,1,\dots,N_2, C_{jit}, i=1,\dots,N_3, t=0,1,\dots,N_4$, согласно которому значения этих коэффициентов выбираются так, чтобы сумма квадратов невязок (29) в интегральном смысле по площади поверхности границы Γ , разделяющей слои 1 и 2, была минимальной

$$S = \int_{S_0^*} (\delta_1^2 + \delta_2^2) ds^* \rightarrow \min.$$

Условием минимума суммы квадратов невязок является равенство нулю частных производных

$$\frac{\partial S}{\partial B_{pl}} = 2 \int_{S_0^*} \left(\delta_1 \frac{\partial \delta_1}{\partial B_{pl}} + \delta_2 \frac{\partial \delta_2}{\partial B_{pl}} \right) ds^* = 0,$$

$$p=0,1,\dots,N_1, l=0,1,\dots,N_2,$$

$$\frac{\partial S}{\partial C_{qs}} = 2 \int_{S_0^*} \left(\delta_1 \frac{\partial \delta_1}{\partial C_{qs}} + \delta_2 \frac{\partial \delta_2}{\partial C_{qs}} \right) ds^* = 0,$$

$$q=1,2,\dots,N_3, s=1,2,\dots,N_4.$$

Подставив в последние уравнения выражения для невязок из (29) и их производных по искомым коэффициентам получим систему линейных алгебраических уравнений порядка $(N_1+1)(N_2+1)+(N_3+1)N_4$ со следующей структурой:

$$\left\{ \begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_1} \sum_{k=0}^{N_2} a_{plnk} B_{jnk} + \sum_{i=0}^{N_3} \sum_{t=1}^{N_4} b_{plit} C_{jit} &= e_{jpl}, \\ \sum_{n=0}^{N_1} \sum_{k=0}^{N_2} c_{qsnk} B_{jnk} + \sum_{i=0}^{N_3} \sum_{t=1}^{N_4} d_{qsit} C_{jit} &= g_{qs}, \\ (p=0,1,2,\dots,N_1; l=0,1,\dots,N_2; \\ q=0,1,\dots,N_3; s=1,\dots,N_4), \end{aligned} \right. \quad (30)$$

где коэффициенты $a_{plnk}, b_{plit}, c_{qsnk}, d_{qsit}$ матрицы системы определяются аналитически.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, распределение потенциала электрического поля в ванне многоэлектродной круглой печи со слоисто-однородной структурой по проводимости среды в радиальном или вертикальном направлении может быть представлено суммами гармонических функций, расчет которых производится по формулам (1)-(3), (4), (5), (22), (23). Часть из этих функций определяет распределение потенциала электрического поля источников тока в однородной по проводимости и бесконечной в радиальном направлении среде ванны. Другая часть учитывает влияние боковой стенки на электрическое поле источников в однородной по проводимости среде ванны, а третья – влияние неоднородности проводимости среды ванны.

Электрическое поле одного источника тока в ванне многоэлектродной круглой печи со слоисто-однородной структурой по проводимости в радиальном направлении среды ванны и с боковой стенкой, выполненной из проводящих материалов, представляется комбинациями функций $V_j(r^*, \theta, z^*), U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*), U_{1j}(r^*, \theta, z^*), U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$, три последние из которых даются рядами (6)-(8), где коэффициенты $A_{jnk}, B_{jnk}, C_{jnk}$ определяются формулами (15), (19) и (21). Если боковая стенка выполнена из непроводящих материалов, функции $U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*), U_{1j}(r^*, \theta, z^*), U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ также определяются рядами (6)-(8), где коэффициенты $A_{jnk}, B_{jnk}, C_{jnk}$ рассчитываются по формулам (16), (19) и (21).

Электрическое поле одного источника тока в ванне многоэлектродной круглой печи со слоисто-однородной структурой по проводимости в вертикальном направлении среды ванны и с боковой стенкой, выполненной из проводящих материалов, представляется комбинациями функций $V_j(r^*, \theta, z^*), U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*), U_{1j}(r^*, \theta, z^*), U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$, три последние из которых даются рядами (24)-(26), где коэффициенты A_{jnk} определяются по (15), а коэффициенты B_{jnk}, C_{jnk} , решением системы уравнений (30). Если боковая стенка выполнена из непроводящих материалов, функции $U_{\text{сг}j}(r^*, \theta, z^*), U_{1j}(r^*, \theta, z^*), U_{2j}(r^*, \theta, z^*)$ также находятся с помощью рядов (24)-(26), где коэффициенты A_{jnk} определяются по формуле (16), а коэффициенты B_{jnk}, C_{jnk} – решением системы уравнений (30).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Плетнев А.А., Русаков М.Р., Талалов В.А. Численное моделирование электрического поля и сопротивления ванны многошлаковой руднотермической печи // Компьютерное моделирование при оптимизации технологических процессов электротермических производств: сб. тр. науч.-техн. совещания «Электротермия – 2000». СПб.: Изд-во СПбГТИ, 2000. С. 317-323.

2. Lehner G. Electromagnetic field theory for engineers and physicists. 1st Edition. Springer, 2008. 659 p.
3. Zhu Yu, Cangellaris A.C. Multigrid finite element methods for electromagnetic field modeling. Wiley-IEEE Press, 2006. 408 p.
4. Li L., Wang E.Z. A hybrid of finite analytic and multi-grid method for calculating electric field distribution // IEEE transactions on magnetics. 2006. Vol. 42, publ. 4, pp. 551-554.
5. Qu Zheng-Xian, Liu Zhi-Feng, Wang, Xiao-Hong. Finite Analytic Numerical Method for Solving Two-Dimensional Quasi-Laplace Equation // Numerical methods for partial differential equations. 2014. Vol. 30, publ. 6, pp. 1755-1769.
6. Ильгачев А.Н. Аналитико-численный метод расчета характеристик электрического поля ванны многоэлектродных печей // Вестник Чувашского университета. 2016. №3. С. 36-49.
7. Ершов В.А., Данцис Я.Б., Жилов Г.М. Теоретические основы химической электротермии. Л.: Химия, 1978. 184 с.
8. Миронов Ю.М., Тарасов В.А. Аналитический расчёт электрических полей и сопротивлений ванн электрических печей // Изв. вузов. Электромеханика. 1975. № 11. С. 1174-1189.
9. Френкель Я.И. Кинетика теории жидкостей. М.: Изд-во АН СССР, 1945. 424 с.
10. Ильгачев А.Н. Математические модели для расчета электрического поля ванн многоэлектродных руднотермических печей // Электричество. 2017. № 4. С. 62-65.
11. Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964. 773 с.

Поступила в редакцию 12 июля 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

ACCOUNTING OF SIDEWALL INFLUENCE AND MEDIUM CONDUCTANCE NON-UNIFORMITY IN THE MULTI-ELECTRODE ROUND FURNACE BATH

Anatolii N. Ilgachev

Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Department of automatic electrical installations and systems, Energy and Electrical engineering faculty, Chuvash State University, Cheboksary, Russia. E-mail: anikil47@mail.ru

Taking into account the analysis of the process technology features occurring in the ore-thermal furnace bath, the author justified the application of two-layer homogeneous models by electric conductance of medium in the multi-electrode round furnace bath in the vertical or horizontal direction used during calculating electric field. Laplace's equation analytical decisions were obtained for the offered bath medium structures by means of analytical numerical method based on the combination of methods: equivalent source method, mirror reflection method, superposition method, variable separation method and the least-squares method. The function that determines the bath electrical field potential is calculated as a sum of harmonic functions. One part of them determines the electrical field potential distribution of the sources in the bath being homogeneous by conductance and infinite in the radial direction. The other part takes into account sidewall influence upon the electric field sources in the bath with uniform medium by conductance, and the third one takes into account bath medium conductance non-uniformity. The function that determines the bath electrical field potential is calculated as a sum of productions each of which is presented by a real function characterizing electrical field potential distribution in the bath no-load rated conditions for one of the furnace electrode and by its current in the complex form. In its turn the function characterizing bath electrical field potential in the no-load rated conditions for one of the furnace electrode is calculated as a sum of harmonic functions. One part of these functions determines the electrical field potential distribution of the sources in the no-load rated conditions of the bath being infinite in the radial direction with uniform medium by conductance. The other part takes into account sidewall influence upon the electric field sources in the bath with uniform medium by conductance, and the third one – bath medium conductance non-uniformity. All the bath no-load rated conditions electrical fields are determined by the same sources system, in which currents differ for various no-load conditions.

Keywords: Round furnace bath, two-layer homogeneous model, Laplace's equation, analytical numerical method, variables separation method, least-squares method.

REFERENCES

1. Pletnev A.A., Rusakov M.R., Talalov V.A. Numerical simulations of the electric field and the resistance of ore-smelting furnace multislack bath. *Komp'yuternoe modelirovanie pri optimizatsii tekhnologicheskikh protsessov elektrottermicheskikh proizvodstv: sb. Trudov nauchno-tekhn. soveshchaniya "Elektrottermiya – 2000"* [Collection of papers of Scientific and Technical Conference «Computer modeling in the optimization of technological processes electrometallurgy Electroheat – 2000»]. St. Petersburg: San Petersburg State Technical Institute Publ., 2000, pp. 317-323. (In Russian)
2. Lehner G. Electromagnetic field theory for engineers and physicists. 1st Edition. Springer, 2008. 659 p.
3. Zhu Yu., Cangellaris A.C. Multigrid finite element methods for electromagnetic field modeling. Wiley-IEEE Press, 2006. 408 p.
4. Li L., Wang E.Z. A hybrid of finite analytic and multi-grid method for calculating electric field distribution. *IEEE transactions on magnetics*. 2006, vol. 42, publ. 4, pp. 551-554.
5. Qu Zheng-Xian, Liu Zhi-Feng, Wang, Xiao-Hong. Finite Analytic Numerical Method for Solving Two-Dimensional Quasi-Laplace Equation. Numerical methods for partial differential equations. 2014, vol. 30, publ. 6, pp. 1755-1769.
6. Ilgachev A.N. Analytical numerical method of calculating the multi-electrode furnaces bath electric field characteristics. *Vestnik Chuvashskogo universiteta* [Bulletin of the Chuvash State University]. 2016, no. 3, pp. 37-50. (In Russian)
7. Ershov V.A., Dantsis Ya.B., Zhilov G.M. *Teoreticheskie osnovy khimicheskoi elektrottermii* [Theoretical Foundations of Chemical electrothermy]. Leningrad, Chemistry Publ., 1978, 184 p. (In Russian)
8. Mironov Yu.M., Tarasov V.A. Analytical calculation of the electric fields and resistances of bathsof electric furnaces. *Izvestiya vuzov. Elektromekhanika* [Proceedings of the universities. Electro mechanics]. 1975, no. 11, pp. 1174-1189. (In Russian)
9. Frenkel Ya.I. *Kinetika teorii zhidkostei* [The kinetics of the theory of liquids]. Moscow: AN SSSR Publ., 1945, 424 p. (In Russian)

- | | |
|--|---|
| <p>10. Ilgachev A.N. The mathematical model for calculating the electric field baths multielectrode ore thermal furnaces. <i>Elektrichestvo</i> [Electricity]. 2017, no. 4, pp. 62-65. (In Russian)</p> <hr/> <p>Ильгачёв А.Н. Учет проводимости боковой стенки и неоднородности проводимости среды ванны круглых многоэлектродных рудно-термических печей // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 53-60. https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-53-60</p> <hr/> | <p>11. Shimoni K. <i>Teoreticheskaya elektrotekhnika</i> [Theoretical electrical Engineering]. Moscow: Mir Publ., 1964, 773 p.</p> <hr/> <p>Ilgachev A.N. Accounting of Sidewall Influence and Medium Conductance Non-uniformity in the Multi-electrode Round Furnace Bath. <i>Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы</i> [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 53-60. (In Russian). https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-53-60</p> <hr/> |
|--|---|

ИНФОРМАЦИОННОЕ, МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ
ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

УДК 532.78:[669.13-404:621.7.044.7]

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-61-66](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-61-66)Аркулис М.Б.¹, Велюс Л.М.¹, Цейтлин М.Н.², Логунова О.С.¹¹ Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова² Ариэльский университетМАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И РЕЗУЛЬТАТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА
ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ВЛИЯНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ОБРАЗОВАНИЕ ОБЛАСТЕЙ
БЛИЖНЕГО ПОРЯДКА В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ РАСПЛАВАХ

Целью исследования является теоретическое обоснование процесса образования зародышей кристаллитов в жидком чугуне. Для решения поставленной задачи авторами рассматривается образование некоторого объема V_0 жидкости как результат действия принципа стационарности энергии этого объема. Выдвинута *флуктуационная* гипотеза: области ближнего порядка образуются в объеме жидкости (металлического расплава) за счет флуктуаций температуры, и температура области ближнего порядка есть в течение времени кристаллизации флуктуация температуры вблизи нуля по шкале Кельвина. После образования области ближнего порядка происходит выравнивание температуры области и жидкости. Исследования проведены для вещества в жидком состоянии, в частности для чугуна в парамагнитном состоянии при температуре плавления. Приведен аналитический вывод значения флуктуации температуры. Определена средняя флуктуация температуры расплава и количество атомов в области ближнего порядка для чугуна. Получены выражения для определения среднего количества атомов в области ближнего порядка для кристаллизующегося чугуна. Для получения закономерности использованы методы статистической физики, теории вероятности и математической статистики. Определена добавочная энергия при импульсном воздействии магнитного поля на расплав. Результаты исследования показали, что области ближнего порядка содержат достаточно большое количество атомов для того, чтобы взаимодействие с импульсным магнитным полем приводило к увеличению числа зародышей кристаллов и уменьшению их размеров. Полученные результаты применимы для принятия решений по проведению технологических мероприятий, направленных на получение однородной структуры металлов, в частности в черной и цветной металлургии.

Ключевые слова: математическая модель флуктуации, кристаллизация металлических расплавов, импульсное магнитное поле, область ближнего порядка, энергия теплового движения.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач металлургических процессов является получение структурно-фазового однородного металла с изотропией механических свойств. Решение этой задачи достигается на основе снижения микронегоднородности кристаллической структуры металлов и существенным образом зависит от выбранных внешних воздействий на кристаллизующийся расплав. Одним из видов воздействий на металлический расплав является применение импульсного магнитного поля [1-4].

В рамках предлагаемого исследования под областью ближнего порядка в металлических расплавах принято считать область небольшого объема по сравнению со всей жидкостью, в которой атомы образуют кристаллическую решетку, находящуюся в термодинамическом равновесии со всей жидкостью (**рис. 1**). Эта область движется хаотически подобно молекуле идеального газа. В рамках исследования в качестве металлического расплава рассматривается жидкий чугун, который обладает парамагнитными свойствами.

Исследованию процессов, сопутствующих образованию областей ближнего порядка при кристаллизации расплавов, посвящено множество работ. Одним из управляющих воздействий, которое может быть оказано на металлический расплав, является магнитное поле. В работе [5] авторы рассматривали математическую модель влияния импульсного магнитного поля на процесс образования зародышей

кристаллитов в жидком чугуне. В качестве основополагающей теории выбрана статистика Максвелла-Больцмана. Центрами образования зародышей кристаллов являются области ближнего порядка. Процесс образования области ближнего порядка рассматривается как факт без объяснения химических и физических причин.

Наиболее близкими к приведенным исследованиям можно считать работы, проведенные международным коллективом авторов в составе M.V. Petrik, O.I. Gorbato и Yu.N. Gornostyrev. В работах [6] и [7] авторы рассматривают влияние магнетизма на формирование ближнего порядка в сплаве *Fe-Ga* и на энергию растворения различных элементов в железе. В работе [6] авторы не рассматривают:

- математическую модель влияния флуктуаций температуры на формирование области ближнего порядка с учетом принципа стационарности;

- математическую модель влияния флуктуаций температуры на размер и объем области ближнего порядка;

- соотношение объемной и поверхностной энергий как фактор образования области ближнего порядка;

- соотношение энергий магнитодипольного взаимодействия областей ближнего порядка с внешним магнитным полем и теплового движения, а именно $\Delta W/(k \cdot T_0)$ с учетом размеров области ближнего порядка, где ΔW – энергия магнитного дипольного момента, Дж; k – постоянная Больцмана, Дж/К; T_0 – равновесная температура термодинамической системы, К.

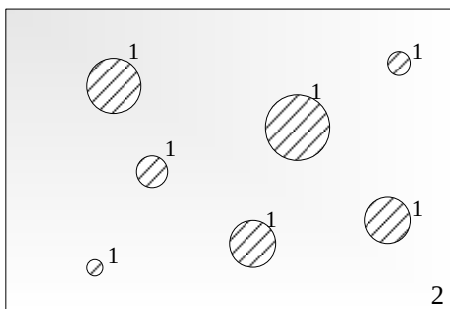


Рис. 1. Схема областей ближнего порядка в металлическом расплаве: 1 – области ближнего порядка с атомными плоскостями; 2 – выделенный объем жидкости

Учитывая недостатки предыдущих исследований [4-7], в настоящей работе авторы поставили задачу теоретического объяснения и построения математической модели процесса образования областей ближнего порядка в металлических расплавах на основе принципа стационарности и флуктуационной гипотезы. Для решения поставленной задачи авторами предлагается гипотеза: *области ближнего порядка образуются в объеме жидкости (металлического расплава) за счет флуктуаций температуры и температура области ближнего порядка есть флуктуация температуры вблизи нуля по шкале Кельвина*. После образования области ближнего порядка происходит выравнивание температуры области и жидкости.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕГО КОЛИЧЕСТВА АТОМОВ В ОБЛАСТИ БЛИЖНЕГО ПОРЯДКА

Рассмотрим образование некоторого объема V_0 жидкости как результат действия принципа стационарности энергии этого объема

$$U(V) = wV - \alpha V^{2/3}, \quad (1)$$

где V – объем выделенной жидкости, м^3 ; w – объемная плотность энергии, Дж/м^3 ; α – эффективный коэффициент поверхностного натяжения, Дж/м^2 .

Введение эффективного коэффициента поверхностного натяжения связано с тем, что площадь поверхности S , ограничивающей объем V , не равна в точности $V^{2/3}$, а только пропорциональна этой величине

$$S = \kappa V^{2/3}, \quad (2)$$

где κ – коэффициент пропорциональности.

Если для моделирования ввести допущение, что форма области ближнего порядка близка к форме шара, то получим

$$V^{2/3} = \left(\frac{4\pi}{3}\right)^{2/3} r^2 = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{4\pi}{3}\right)^{2/3} 4\pi r^2 = \frac{1}{\kappa} S,$$

$$\kappa = 4\pi \left(\frac{4\pi}{3}\right)^{-2/3} \approx 4,83,$$

где r – радиус шара, м .

В таблице представлены результаты определения коэффициента пропорциональности согласно (2) для тел Платона и шара, к которым может быть близка форма области ближнего порядка.

Значения коэффициента пропорциональности
для тел Платона и шара

Название тела	Значение коэффициента
Тетраэдр	7,21
Гексаэдр	6,00
Октаэдр	5,72
Додекаэдр	5,31
Икосаэдр	5,15
Шар	4,83

Результаты моделирования, приведенные в таблице, показывают, что для правильных многогранников и шара $\kappa > 1$. Для шара значение коэффициента достигает $\kappa \approx 4,83$.

В (1) используется эффективный коэффициент поверхностного натяжения, для которого выполняется соотношение

$$\alpha = \kappa \cdot \alpha_0, \quad (3)$$

где α_0 – истинный коэффициент поверхностного натяжения, Дж/м^2 .

Для жидкого чугуна при температуре плавления $T_0 = 1500 \text{ К}$ значение коэффициента составляет $\alpha_0 = 1 \text{ Дж/м}^2$. Предполагая, что область ближнего порядка принимает с равной вероятностью одну из форм, указанную в таблице, среднее значение для коэффициента пропорциональности $\langle \kappa \rangle \approx 5,7$. Полученное среднее значение коэффициента наиболее близко соотносится со значением коэффициента пропорциональности для октаэдра. В дальнейших рассуждениях принимаем $\kappa=1$. Любое увеличение значения коэффициента приводит к возрастанию количества атомов в области ближнего порядка.

Дифференцируя выражение (1) и приравняв нулю производную, получаем стационарное значение для выделенного объема

$$V_0^{1/3} = \frac{2\alpha}{3w}. \quad (4)$$

Величина $V_0^{1/3}$ является характерным размером выделенного объема области ближнего порядка. Формула (4) показывает, что размер выделенного объема определяется объемной плотностью энергии этого объема жидкости, образующего область ближнего порядка. Попытки найти взаимосвязь между объемной плотностью энергии и параметрами электрического или магнитного полей привели к тому, что значение $V_0^{1/3}$ оказывается соизмеримым (или даже меньшим) с размерами постоянной периода кристаллической ячейки $a = 2,37 \cdot 10^{-10} \text{ м}$. Это противоречит понятию области ближнего порядка. Поэтому величина объемной плотности энергии не может иметь электромагнитной природы.

Согласно теории флуктуаций [8, 9] плотность вероятности того, что температура подсистемы испытает флуктуацию и её температура будет лежать в интервале от некоторой T до $T + dT$, равна

$$\frac{dP}{dT} = \sqrt{\frac{C_V}{2\pi k T_0^2}} \cdot \exp \left\{ -\frac{C_V (T - T_0)^2}{2k T_0^2} \right\}, \quad (5)$$

где P – вероятность возникновения флуктуации температуры в подсистеме; C_V – теплоемкость при постоянном объеме, приходящаяся на один атом, Дж/К; T_0 – равновесная температура термодинамической системы, К.

Для моделирования допустим, что температура области ближнего порядка равна флуктуации

$$T = \sigma_T, \quad (6)$$

где σ_T – средняя квадратичная флуктуация температуры, К.

Как известно, дисперсия случайной величины x определяется соотношением [12]

$$D_x = \sigma_x^2 = \langle x^2 \rangle - \langle x \rangle^2,$$

где D_x – дисперсия случайной величины; σ_x – флуктуация случайной величины; $\langle x^2 \rangle$ – среднее значение квадрата случайной величины; $\langle x \rangle^2$ – квадрат среднего значения случайной величины.

Поэтому, если $\langle x \rangle = 0$, то $\sigma_x^2 = \langle x^2 \rangle$. В нашем случае следует принять флуктуацию температуры вблизи $T = 0$ К. Это послужило основанием для записи выражения (6). Для условий, принятых в настоящем исследовании, $T_0 = 1500$ К – температура жидкого чугуна. Наличие флуктуаций температуры позволяет найти объемную плотность энергии в виде

$$w = k\sigma_T n = \frac{\rho R}{\mu} \sigma_T = 10^6 \sigma_T, \quad (7)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $\rho = 7 \cdot 10^3$ кг/м³ – плотность жидкого чугуна; $\mu = 56 \cdot 10^{-3}$ кг/моль – молярная масса железа; $R = 8,31$ Дж/К · моль – универсальная газовая постоянная; n – концентрация, м⁻³.

РЕЗУЛЬТАТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Согласно теории флуктуаций [8, 9] величина температуры области ближнего порядка принимает значения из $(0; T_0)$. На рис. 2 и 3 приведены результаты моделирования для определения значений объемной плотности энергии (7), выделенного объема (4) и среднего количества атомов в области ближнего порядка:

$$\langle v \rangle = \frac{V_0}{a^3}, \quad (8)$$

где $\langle v \rangle$ – среднее количество атомов в области ближнего порядка, шт.; a – период кристаллической решетки, м.

Результаты моделирования, приведенные на рис. 3, показывают, что предполагаемое количество атомов в области ближнего порядка уменьшается с ростом температуры расплава.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕЙ ФЛУКТУАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ РАСПЛАВА И КОЛИЧЕСТВА АТОМОВ В ОБЛАСТИ БЛИЖНЕГО ПОРЯДКА ДЛЯ ЧУГУНА

Используя закон Дюлонга и Пти, возможно определить теплоемкость расплава при постоянном объеме, приходящуюся на один атом:

$$C_V = \frac{3R}{N_A} = 3k, \quad (9)$$

где C_V – теплоемкость расплава при постоянном объеме, Дж/К; R – универсальная газовая постоянная, Дж/(К·моль); $N_A = 6,02 \cdot 10^{23}$ моль⁻¹ – число Авогадро.

Запишем (5) с учетом выражения (9):

$$dP = \sqrt{\frac{3}{2\pi T_0^2}} \cdot \exp\left\{-\frac{3}{2} \cdot \left(\frac{T_0 - T}{T_0}\right)^2\right\} dT. \quad (10)$$

По определению среднего значения величины x^2 получаем

$$\langle x^2 \rangle = \int_{x_1}^{x_2} x^2 dP. \quad (11)$$

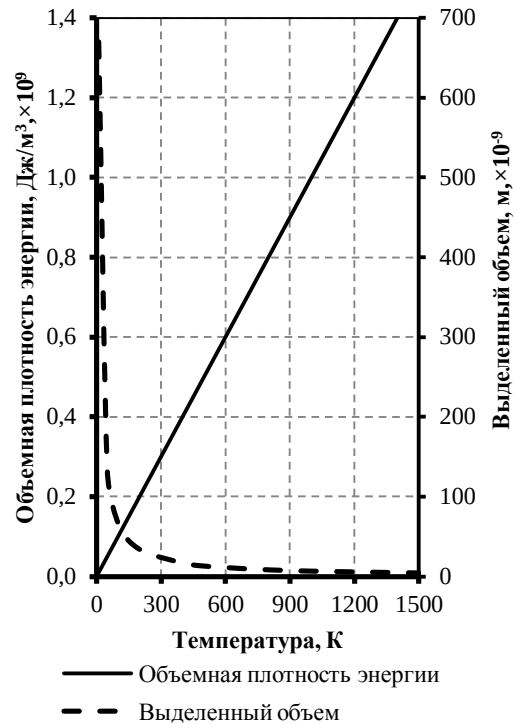


Рис. 2. Зависимость объемной плотности энергии (7) и выделенного объема области ближнего порядка (4) от температуры расплава

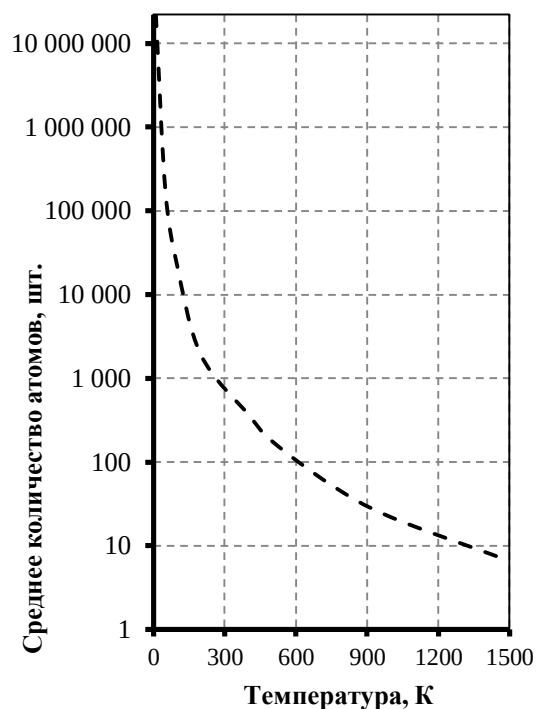


Рис. 3. Зависимость среднего количества атомов (8) в области ближнего порядка от температуры жидкого чугуна

Пределы интегрирования для (11):

$$x_1 = 0 \text{ при } T = T_0, \quad x_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} \text{ при } T = 0 \text{ K.}$$

После подстановки в (11) находим $\langle x^2 \rangle$

$$\langle x^2 \rangle = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \int_0^{\sqrt{\frac{3}{2}}} x^2 e^{-x^2} dx = 0,147. \quad (12)$$

В результате после интегрирования получаем

$$\langle \left(\frac{T - T_0}{T_0} \right)^2 \rangle = \frac{2}{3} \cdot 0,147 = 0,098. \quad (13)$$

Средняя квадратичная флуктуация температуры в области ближнего порядка составляет

$$\sigma_T = \sqrt{\langle (T - T_0)^2 \rangle} = \sqrt{0,098} T_0 = 0,313 T_0. \quad (14)$$

Полагая для расплавленного чугуна $T_0 = 1500 \text{ K}$, получаем:

$$\sigma_T = 0,313 \cdot 1500 = 470 \text{ K.}$$

Полученный результат есть средняя температура области ближнего порядка сразу после ее образования. Используя (7), определим

– объемную плотность энергии

$$w = \frac{\rho R}{\mu} = \sigma_T 10^6 = 4,7 \cdot 10^8 \frac{\text{Дж}}{\text{м}^3};$$

– средний размер области ближнего порядка

$$V_0^{1/3} = \frac{2\alpha}{3w} = 1,42 \cdot 10^{-9} \text{ м};$$

– среднее количество атомов в области ближнего порядка

$$\langle v \rangle = \frac{V_0}{a^3} = \left(\frac{1,42 \cdot 10^{-9}}{2,37 \cdot 10^{-10}} \right)^3 \approx 215.$$

Согласно известным данным [6] среднее количество атомов в области ближнего порядка составляет 3-4 атома. Результаты вычислений (9)-(14) показали, что это количество может быть на два порядка больше.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ДОБАВОЧНОЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА РАСПЛАВ ЧУГУНА

Средняя проекция магнитного момента области ближнего порядка на вектор индукции магнитного поля определяется выражением [1]

$$\langle p_{mz} \rangle = \langle v \rangle \cdot 2,06 \cdot 10^{-23}, \quad (15)$$

где p_{mz} – проекция магнитного момента атома железа на направление вектора индукции [1], А·м².

Значение добавочной энергии на одну область ближнего порядка составляет

$$\Delta W = \langle p_{mz} \rangle \cdot B \cdot Z = \langle v \rangle \cdot 2,06 \cdot 10^{-23} \cdot Z \cdot B, \quad (16)$$

где ΔW – значение добавочной энергии, Дж; B – индукция магнитного поля, Тл; Z – количество магнитных импульсов за время кристаллизации расплава, шт.

При однократном воздействии ($Z=1$)

$$\Delta W = 215 \cdot 2,06 \cdot 10^{-23} \cdot 1 \cdot B = 443 \cdot 10^{-23} \text{ В Дж.}$$

При определенном значении индукции магнитного поля величина добавочной энергии становится соизмеримой с энергией kT_0 . Например, при $B = 0,5 \text{ Тл}$

$$\frac{\Delta W}{kT_0} = \frac{443,96 \cdot 10^{-23} \cdot 0,5}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1500} = 0,11.$$

Если область ближнего порядка является октаэдром, то при том же значении индукции получаем $5,7 \cdot 0,11 = 0,627$. Тот же результат будет в том случае, когда совокупность областей ближнего порядка состоит из равновероятных тел Платона и шаров. Поэтому эффект увеличения числа зародышей вполне возможен. В работе [5] показано, что при этом уменьшаются размеры кристаллитов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Теоретический анализ ранее проведенных работ показал, что авторы не рассматривали математические модели влияния флуктуаций температуры на размер и объем области ближнего порядка; соотношение объемной и поверхностной энергий как фактор образования области ближнего порядка; соотношение энергий магнитодипольного взаимодействия областей ближнего порядка с внешним магнитным полем и теплового движения.

2. Для устранения недостатков в ранее проведенных исследованиях авторы работы предложили теоретическое объяснение и математическую модель образования областей ближнего порядка в металлических расплавах на основе гипотезы: области ближнего порядка образуются в объеме жидкости (металлического расплава) за счет флуктуаций температуры и температура области ближнего порядка есть флуктуация температуры вблизи нуля по шкале Кельвина.

3. Результаты вычислительного эксперимента показали, что количество атомов в области ближнего порядка, в момент её образования, может достигать 200-400, в отличие от результатов, приведенных в [6].

4. Результаты математического моделирования показали, что энергетическая добавка порядка $0,6kT_0$, даже при однократном воздействии, оказывает существенное влияние на процесс кристаллизации расплава, в том числе чугуна. Увеличение числа электромагнитных импульсов до нескольких десятков за время кристаллизации расплава позволяет предотвратить дендритный рост и повысить микрооднородность металла. Эксперименты, проводимые различными лабораториями, подтверждают эффект повышения микрооднородности при импульсном магнитном воздействии [11-16].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yajchikov I.M., Devyatov D.Kh., Logunova O.S., Portnova I.V. Investigating the macrokinetics of the process of metal reduction from its oxides with the use of the pulsing plasma jets // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Chernaya Metallurgiya. 2002. № 7. P. 17-19.
2. Kolokoltsev V.M., Vdovin K.N., Mayorova T.V., Ponomareva O.S. Ecological indicators in the system of non-financial reporting at industrial enterprises // CIS Iron and Steel Review. 2017. doi: 10.17580/cisir.2017.01.01

3. Vdovin K.N., Pivovarov K.G., Lisovskaya M.A. The Use of Thermal Analysis to Study the Structure and Properties of Roll Steels // *Metal Science and Heat Treatment*. 2014. № 6. P. 22-25.
4. Chukin M., Polyakova M., Gulin A., Nikitenko O. The possibility of manufacturing long-length metal products with ultra-fine grain structure by combination of strain effects // *Key Engineering Materials*. 2016. Vol. 685. P. 487-491. doi: 10.4028 / www.scientific.net / KEM.685.487.
5. Аркулис М.Б., Велюс Л.М., Савченко Ю.И. К вопросу управления процессом кристаллизации чугуна импульсным магнитным полем // *Электротехнические системы и комплексы*. 2016. № 3. С. 66-68.
6. Petrik M.V., Gorbato O.I., Gornostyrev Yu.N. Role of Magnetism in the Formation of a ShortRange Order in an Fe-Ga Alloy // *JETP Letters*. 2013. Vol. 98. No. 12. P. 809-812.
7. Petrik M.V., Gorbato O.I. and Gornostyrev Yu.N. Effect of Magnetism on the Solution Energy of 3p(Al, Si) and 4p(Ga, Ge) Elements in Iron // *The Physics of Metals and Metallography*. 2013. Vol. 114. No. 11. P. 885-892.
8. Левич В.Г. Курс теоретической физики. М.: Наука, 1969. Т. 1. С. 582-588.
9. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Статистическая физика. М.: Гостехиздат, 1951. С. 372.
10. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. М.: Наука, 1985. 512 с.
11. Черников Д.Г. Разработка физического способа модифицирования литейных алюминиевых сплавов магнитно-импульсной обработкой // *Известия ОрелГТУ. Серия «Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии»*. 2009. Вып. № 2-3/274(560). С. 87-92.
12. О магнитно-импульсной обработке расплава силумина АК9Т / Глушников В.А., Гречников Ф.В., Иголкин А.Ю., Никитин В.И., Никитин К.В. // *Литейное производство*. 2011. № 9. С. 8-11.
13. Левин М.Н., Постников В.В., Матвеев Н.Н. Влияние импульсной магнитной обработки на кристаллизацию гибкоцепных полимеров // *Высокомолекулярное соединение А*. 2003. Т.45. № 2. С. 217-223.
14. Воздействие слабых импульсных магнитных полей на модифицированную древесину / Постников В.В., Левин М.Н., Матвеев Н.Н., Скориданов Р.В., Камалова Н.С., Шамаев В.А. // *Письма в журнал технической физики*. 2005. Т. 31. Вып. 9. С. 14-19.
15. Алексеев В.И. Возможности влияния импульсного магнитного поля на структурные состояния в оксидном стекле // *Журнал технической физики*. 1998. Т. 68. № 10. С. 50-54.
16. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высшая школа, 1972. 360 с.

Поступила в редакцию 14 июня 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

MATHEMATICAL MODEL AND RESULTS OF A NUMERICAL SWARM EXPERIMENT ON THE EFFECT OF A MAGNETIC FIELD ON THE FORMATION OF SHORT-RANGE ORDER REGIONS IN METALLIC MELTS

Mikhail B. Arkulis

Ph.D., Assistant Professor,
Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia.

Lev M. Velus

Ph.D. (Eng.), Assistant Professor, Magnitogorsk, Russia.

Michail N. Tseitlin

D.Sc. (Eng.), Department of Physics, Ariel University, Ariel, Israel.

Oksana S. Logunova

D.Sc. (Eng.), Professor, Head of the Computer Science and Programming Department, Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russia. E-mail: logunova66@mail.ru.

The aim of the study is mathematical modeling of the process of nucleation of crystallites in liquid iron. To solve the problem, the authors used the stationarity principle and put forward a hypothesis that short-range order regions are formed in the volume of a liquid (metal melt) due to temperature fluctuations and the temperature of the short-range region is during the crystallization time the fluctuation of temperature near zero on the Kelvin scale. Studies were carried out for the substance in the liquid state, in particular for pig iron in the paramagnetic state at the melting temperature. In constructing a mathematical model of the process, analytical expressions are obtained for determining the average number of atoms in the short-range order region for crystallized cast iron. To obtain a regularity, the method of statistical physics, probability theory and mathematical statistics were used. The results of the computational experiment showed that the short-range order regions contain a sufficiently large number of atoms in order for the interaction with the pulsed magnetic field to lead to an increasing the number of crystal nuclei and a decrease in their dimensions. The results obtained are applicable for making

decisions on the conduct of technological measures aimed at obtaining a homogeneous structure of metals, in particular when designing installations for the action of a pulsed magnetic field on melts, particularly for ferrous and non-ferrous metallurgy.

Keywords: Mathematical model of fluctuations, crystallization of metallic melts, pulsed magnetic field, short-range order, the energy of thermal motion

REFERENCES

1. Yajchikov I.M., Devyatov D.Kh., Logunova O.S., Portnova I.V. Investigating the macrokinetics of the process of metal reduction from its oxides with the use of the pulsing plasma jets // *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Chernaya Metallurgiya*. 2002. № 7. P. 17-19.
2. Kolokoltsev V.M., Vdovin K.N., Mayorova T.V., Ponomareva O.S. Ecological indicators in the system of non-financial reporting at industrial enterprises. *CIS Iron and Steel Review*. 2017. doi: 10.17580/cisr.2017.01.01
3. Vdovin K.N., Pivovarov K.G., Lisovskaya M.A. The Use of Thermal Analysis to Study the Structure and Properties of

- Roll Steels. *Metal Science and Heat Treatment*. 2014, no. 6, pp. 22-25.
4. Chukin M., Polyakova M., Gulina A., Nikitenko O. The possibility of manufacturing long-length metal products with ultra-fine grain structure by combination of strain effects. *Key Engineering Materials*. 2016, vol. 685, pp. 487-491. doi: 10.4028 / www.scientific.net / KEM.685.487.
5. Arkulis M.B., Velyus L.M., Savchenko Yu.I. Control of cast iron crystallization process by pulsed magnetic field. *Elektrotehnicheskie sistemy i komplekсы*. [Electrotechnical systems and complexes] 2016, no. 3, pp. 66-68. (In Russian)
6. Petrik M.V., Gorbato O.I., Gornostyrev Yu.N. Role of Magnetism in the Formation of a Short Range Order in an Fe–Ga Alloy. *JETP Letters*. 2013, vol. 98, no. 12, pp. 809-812.
7. Petrik M.V., Gorbato O.I. and Gornostyrev Yu.N. Effect of Magnetism on the Solution Energy of 3p(Al, Si) and 4p(Ga, Ge) Elements in Iron. *The Physics of Metals and Metallography*. 2013, vol. 114, no. 11, pp. 885-892.
8. Levich V.G. *Kurs teoreticheskoy fiziki* [The course of theoretical physics]. Moscow: Nauka, 1969, vol. 1, pp. 582-588. (In Russian)
9. Landau L.D., Lifshits E.M. *Statisticheskaya fizika* [Statistical physics]. Moscow: Gostehizdat, 1951, 372 p. (In Russian)
10. Yavorskiy B.M., Detlaf A.A. *Spravochnik po fizike* [Reference book on physics]. Moscow: Science, 1985. 512 p. (In Russian)
11. Chernikov D.G. Development of physical method of modifying cast aluminum alloys by pulsed magnetic processing. *Izvestiya OrelGTU. Seriya «Fundamentalnyye i prikladnyye problemye tehniki i tehnologii»* [Series «Fundamental and practical problems of engineering and production»]. 2009. vol. 2-3/274(560), pp. 87-92. (In Russian)
12. Chernikov D.G., Gluschenkov V.A., Grechnikov F.V., Igolkin A.Yu., Nikitin V.I., Nikitin K.V. Pulsed magnetic processing of silumin AK9T. *Liteynoe proizvodstvo* [Foundry]. 2011, no. 9, pp. 8-11. (In Russian)
13. Levin M.N., Postnikov V.V., Matveev N.N. Influence of pulsed magnetic processing on crystallization of flexible polymers. *Vysokomolekulyarnoe soedinenie A* [High-molecular compounds]. 2003, vol. 45, no. 2, pp. 217-223. (In Russian)
14. Postnikov V.V., Levin M.N., Matveev N.N., Skoridanov R.V., Kamalova N.S., Shamaev V.A. Influence of weak magnetic fields on modified wood. *Pisma v zhurnal tehnikeskoy fiziki* [Proceedings of technical physics]. 2005, vol. 31, iss. 9, pp. 14-19. (In Russian)
15. Alekseenko V.I. Influence of pulsed magnetic field on the structural states in oxide glass. *Zhurnal tehnikeskoy fiziki* [Proceedings of technical glass]. 1998, vol. 68, no. 10, pp. 50-54. (In Russian)
16. Gmurman V.E. *Teoriya veroyatnostey i matematicheskaya statistika* [Mathematical probability and mathematical statistics]. Moscow: High school, 1972. 360 p. (In Russian)

Математическая модель и результаты вычислительного эксперимента при исследовании влияния магнитного поля на образование областей ближнего порядка в металлических расплавах / Аркулис М.Б., Велюс Л.М., Цейтлин М.Н., Логунова О.С. // *Электротехнические системы и комплексы*. 2017. № 4(37). С. 61-66. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-61-66](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-61-66)

Arkulis M.B., Velus L.M., Tseitlin M.N., Logunova O.S. Mathematical Model and Results of a Numerical Swarm Experiment on the Effect of a Magnetic Field on the Formation of Short-range Order Regions in Metallic Melts. *Elektrotehnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 61-66. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-61-66](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-61-66)

КРАТКОЕ СООБЩЕНИЕ

УДК 621.311.21

[https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-67-70](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-67-70)

Гринкруг М.С., Новгородов Н.А., Ткачёва Н.А.

Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет

ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВОЛНОВЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ И ПУТИ ИХ ПРЕОДОЛЕНИЯ

Авторы статьи рассматривают основные типы волновых генераторов и волновых электростанций, их достоинства и недостатки, пути преодоления проблем проектирования волновых электростанций. В работе приведен пример конструкции, обеспечивающей эффективную работу волнового генератора поплавкового типа.

Ключевые слова: волновая электростанция, поплавковый волновой генератор, электрическая энергия.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время основным источником для производства электрической энергии является углеводородное топливо – нефть, газ, уголь. Запасы всех видов топлива снижаются, появляется необходимость поиска альтернативных способов получения энергии, снижающих выбросы вредных веществ, вместо традиционных источников энергии на углеводородном топливе. Одним из альтернативных источников является волновая энергетика. Данная область техники включает волновые генераторы различных типов, в совокупности формирующие волновые электростанции (ВЭС). Волновая электростанция – это установка, преобразующая энергию морских волн в электрическую энергию напрямую или через серию различных преобразователей. Перспективы развития волновой энергетики в первую очередь связаны с большим значением плотности потока исходной энергии, получаемой от морских волн, которая в несколько раз превышает плотность потока энергии для ветрогенераторов и солнечных батарей. Из этого следует, что при одинаковой мощности размер и стоимость волновых генераторов будет ниже.

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ ВОЛНОВЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ

Все известные волновые установки состоят из следующих основных компонентов:

- рабочего органа – устройства, преобразующего колебания волны в собственные колебания;
- рабочего тела – среды, воспринимающей энергию колебаний рабочего органа;
- силового преобразователя – устройства, преобразующего механическую энергию в электрическую;
- преобразовательной, аккумулирующей, распределительной и крепежной систем.

По используемым компонентам различают следующие основные типы конструкций волновых генераторов:

- поплавковые – гидроэлектрическая установка, содержащая поплавок, связанный с электрогенератором, в которой колебания поплавка на волнах преобразуются в движение индуктора, вырабатывающего импульсный переменный ток;
- использующие насосы – плот Коккереля, качающаяся «утка» Солтера – в конструкции используются насосы, связанные с поплавками, с одной стороны, и с электрогенераторами – с другой;

- использующие изменение объема и давления воздуха – осциллирующий водяной столб, пульсирующий водяной столб Масуды, преобразователь Рассела – устройства содержат бак или камеру, помещенные по ходу волны или под водой, образующиеся от сжатия и расширения воздушные потоки вращают лопасти турбины.

К достоинствам волновых генераторов первого типа относятся:

- 1) сравнительно высокий КПД, порядка 80% [1];
- 2) возможность установки на опорах мостов, причалов с целью их защиты;
- 3) использование в качестве элемента питания для устройств и систем, удаленных от берега и не имеющих традиционного электроснабжения;
- 4) возможность увеличения мощности ВЭС и количества подключаемых потребителей за счет увеличения числа входящих в ВЭС поплавковых генераторов, вплоть до создания «полей» связанных между собой генераторов.

Основными недостатками поплавковых волновых генераторов являются:

- 1) при малой скорости колебания поплавок необходим индуктор большого размера для обеспечения требуемых энергетических показателей;
- 2) возможные проблемы, возникающие при использовании большого количества генераторов, ограничивающих судоходство и рыболовецкий промысел;
- 3) возможные экологические проблемы, связанные со снижением амплитуды волны, необходимой в процессе газообмена океана, очищения его поверхности.

К недостаткам прочих конструкций волновых установок относятся:

- 1) сложность, большое количество элементов генератора, в связи с чем стоимость конечного устройства возрастает;
- 2) КПД установок существенно ниже, чем у поплавковых генераторов вследствие двукратного преобразования энергии;
- 3) снижение КПД или полное отсутствие работоспособности при изменении параметров волны (длины, частоты и амплитуды);
- 4) потери мощности генератора растут с увеличением количества ступеней преобразования.

Ввиду сложности конструкции и высокой стоимости большинства волновых генераторов их распространение в мире ограничено. На настоящий момент

существует несколько примеров успешной работы волновых электростанций различных типов:

1. Норвегия – в 1985 году впервые введены в строй две промышленные ВЭС суммарной мощностью 950 кВт (**рис. 1**), относятся ко второму и третьему типу установок [1].

2. Оркнейские острова (Шотландия) – ВЭС «Oyster» (**рис. 2**) относится к третьему типу установок, мощность 300-600 кВт [1].

3. Португалия – ВЭС, состоящая из трех волновых генераторов Pelamis-P750 (**рис. 3**), мощностью по 750 кВт каждый, относится ко второму типу генераторов [1].

4. Порт-Кембл (Австралия) – ВЭС «Oceanlinx» (**рис. 4**), по принципу действия относится к волновым генераторам третьего типа, мощность ВЭС находится в диапазоне 0,1-1,5 МВт [2].

5. Южное побережье Великобритании – ВЭС «Wave Hub» (**рис. 5**), на настоящий момент включает в себя около 400 волновых генераторов-буев первого типа, планируемая суммарная мощность ВЭС – около 20 МВт [1, 3].

6. Полуостров Гамова (Приморский край, Россия) – отечественный генератор Ocean 160 (**рис. 6**) мощностью до 160 Вт, относящийся к первому типу устройств [4].



Рис. 1. Одна из ВЭС в Норвегии

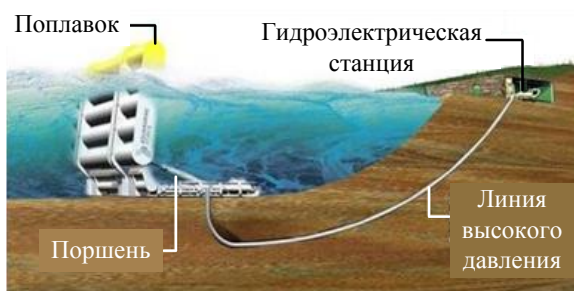


Рис. 2. Генератор ВЭС «Oyster»

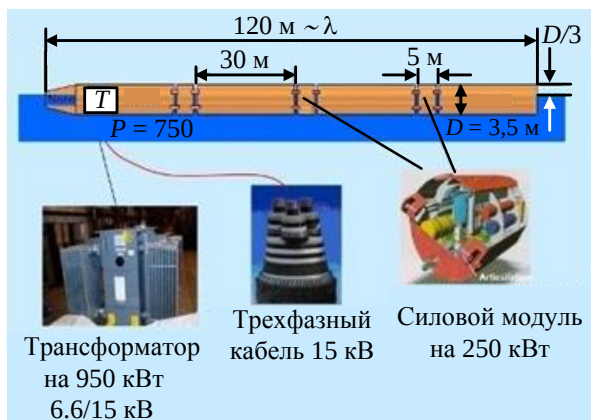


Рис. 3. Генератор Pelamis-P750



Рис. 4. ВЭС «Oceanlinx»

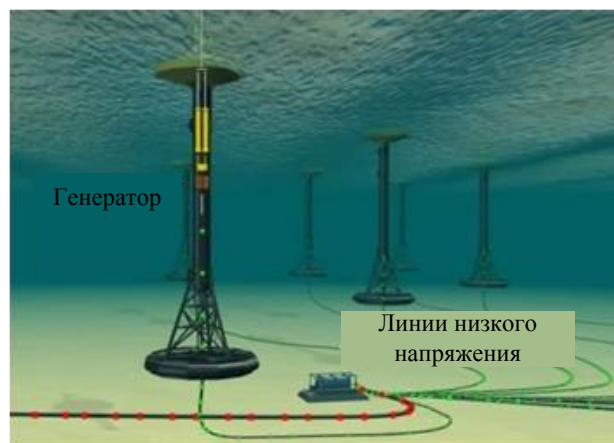


Рис. 5. Генераторы ВЭС Wave Hub

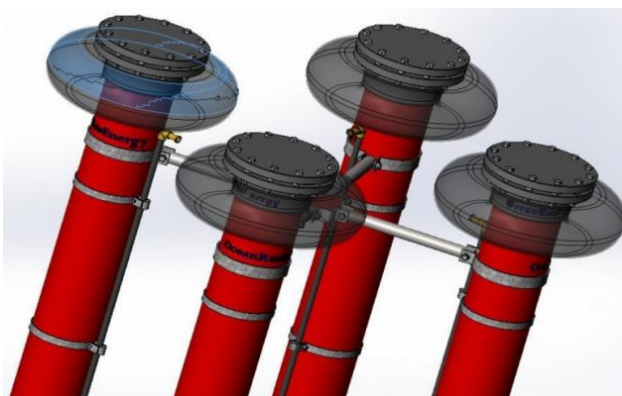


Рис. 6. Генератор Ocean 160

К общим недостаткам волновых генераторов всех перечисленных типов можно отнести:

- неотработанность конструкций, ввиду малого времени работы в данной сфере энергетики;
- снижение КПД ВЭС вследствие преобразования импульсного переменного тока в постоянный, его аккумуляции и обратное преобразование в переменный ток с учетом повышения значения напряжения до требуемого потребителю уровня;
- применение механических и электрических автоматических устройств и систем, необходимых как для снижения потерь в механических передачах при преобразовании энергии волн в электрическую энергию, так и для снижения потерь при преобразовании и аккумуляции электрической энергии.

Ввиду сравнительно малого КПД установок второго и третьего типов, формирующих соответствующие ВЭС, наиболее эффективными считаются волновые генераторы первого типа, в особенности в прибрежной

инфраструктуре, удаленной от централизованных источников электроснабжения и характеризующейся относительно малыми мощностями электроприемников.

Для преодоления перечисленных недостатков поплавковых волновых генераторов необходимо:

- создавать наиболее простую конструкцию генераторов, обеспечивающую «гибкость» механизма, т.е. возможность его быстрой адаптации к изменению параметров волны, за счет поворота поплавка, изменения его формы и т.д.;
- модернизировать индуктор генератора путем внедрения в него большого числа катушек для повышения напряжения, снижая тем самым потери от рассеивания магнитного поля.

ПОПЛАВКОВЫЙ ВОЛНОВОЙ ГЕНЕРАТОР СОБСТВЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ

Перечисленные решения реализованы в конструкции волнового генератора, изложенной в [5] и изображенной на **рис. 7, 8**. Разработанная конструкция относится к поплавковым волновым генераторам, содержит каркас 3, цилиндрический шток 4, прикрепленный к нему поплавок 5, герметично закрепленный к каркасу кожух 1 с расположенным внутри электрогенератором 2 со шкивом и обгонной муфтой 6 на его валу, преобразующими возвратно-поступательное движение штока 4 во вращательное движение ротора 10 электрогенератора 2, на котором закреплены постоянные магниты 7, создающие магнитное поле 12, которое при пересечении полюсов статора 11 создает электродвижущую силу в катушке 8 статора 9.

Поплавок 5 представляет собой алюминиевый цилиндрический бак с образующей в форме двояковыпуклой линзы, частично заполненный изнутри крупноячеистым пенополиуретаном и водой. При наличии волн закрепленный к штоку 4 поплавок 5 совершает возвратно-поступательное перемещение относительно каркаса 3. При вертикальном перемещении вверх поплавок 5 развивает осевую силу и создает крутящий момент, передаваемый ротору электрогенератора 2 через шкив 6 с обгонной муфтой на валу, тем самым преобразуя поступательное движение поплавка 5 во вращательное движение закрепленного в корпусе 5 ротора 6, на котором крепятся постоянные магниты 7, создающие магнитное поле 12, индуцирующее электродвижущую силу в обмотке статора 8.

При движении вниз поплавок 5 опускается под действием силы тяжести. В результате перемещения поплавок 5 вниз создается крутящий момент, передаваемый ротору электрогенератора 2 за счет шкива с обгонной муфтой 6. При вращении ротора вместе с установленными на нем постоянными магнитами 7 в катушке 8 статора возникает электрический ток, который подается потребителю электрической энергии.

Эффективность выработки электрической энергии генератором повышается за счет:

- использования в конструкции электрогенератора статора с замкнутым магнитопроводом, снижает потери энергии вследствие уменьшения рассеяния магнитного поля;
- возможности поворота поплавка и изменения его массы путем наполнения или слива воды. Это улучшает работу волнового генератора на волне с изменяющимися параметрами: длины, амплитуды и частоты.

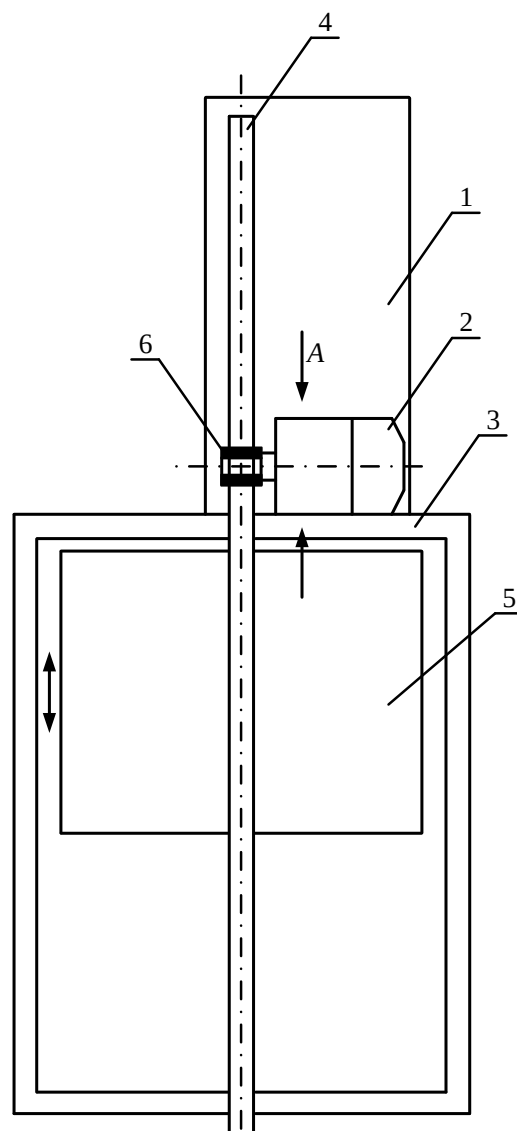


Рис. 7. Общий вид волнового генератора

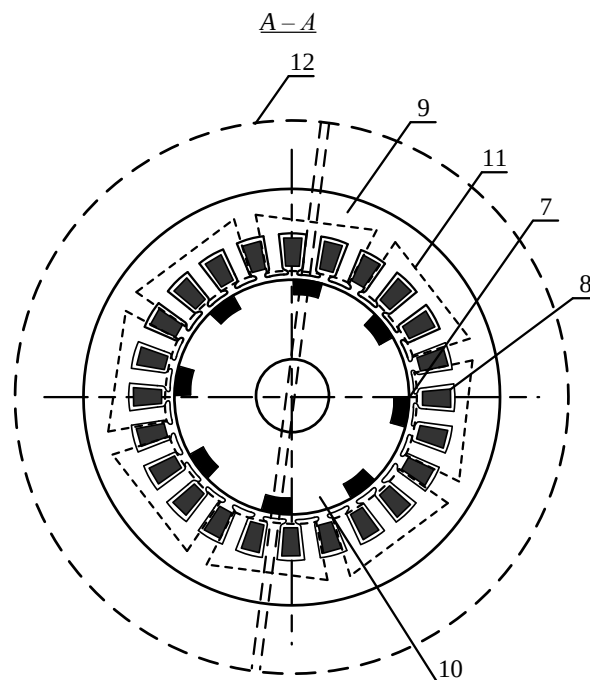


Рис. 8. Поперечное сечение A электрогенератора с замкнутым магнитопроводом

При работе устройства достигается эффективная генерация электроэнергии в результате использования замкнутого магнитопровода электрогенератора. Предлагаемое устройство позволяет обеспечить электроэнергией объекты морского и прибрежного базирования. В настоящее время конструкция генератора изготовлена и планируется провести ее испытания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены три типа волновых установок. Наибольшим КПД и удобством применения обладают волновые генераторы поплавкового типа. Эффективность работы таких устройств можно повысить путем разработки конструкции, подстраивающейся под параметры волны, снижением потерь при преобразовании видов энергии. В работе предложен способ, реализующий данные направления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разработка отечественной поплавково-волновой микроэлектростанции / А.В. Елисеев, В.И. Велькин, С.Е. Щекле-

ин, А.С. Лаврешин // Официальный сайт компании OceanRusEnergy. URL: <http://oceanrusenergy.ru/information/articles> (дата обращения: 13.07.2017).

2. Приливные и волновые электростанции // Учебные материалы кафедры «Атомная и тепловая энергетика» СПбПУ им. Петра Великого. URL: <http://nnhpe.spbstu.ru/prilivnye-i-volnovye-elektrostantsii> (дата обращения: 13.07.2017).
3. Концентратор энергии волн Wave Hub // Информационный портал о датчиках температуры. URL: http://temperatures.ru/articles/concentrator_voln (дата обращения: 13.07.2017).
4. В России появилась первая экспериментальная волновая электростанция // Официальный сайт НПО Политехника. URL: <http://poli.ru/story/v-rossii-volnovaja-jelektrostantsija> (дата обращения: 13.07.2017).
5. Заявка на патент 2017122412 Российская Федерация. Поплавковый генератор электрической энергии / Новгородов Н.А., Гринкруг М.С., Ткачева Ю.И., Гордин С.А.; патентообладатель – ООО «УНИЦЭ».

Поступила в редакцию 1 июля 2017 г.

INFORMATION IN ENGLISH

MAIN PROBLEMS ARISING IN THE DESIGN OF WAVE POWER PLANTS AND WAYS TO OVERCOME IT

Miron S. Grinkrug

Ph.D. (Eng.), Professor, Komsomolsk-na-Amure State Technical University, Komsomolsk-on-Amur, Russia.
E-mail: grin@knastu.ru

Nikita A. Novgorodov

Associate Professor, Komsomolsk-na-Amure State Technical University, Komsomolsk-on-Amur, Russia.
E-mail: nikitakms@yandex.ru

Nina A. Tkachova

Graduate student, Komsomolsk-na-Amure State Technical University, Komsomolsk-on-Amur, Russia.
E-mail: medlashka@mail.ru

The authors consider the main types of wave generators and wave power plants, their advantages and disadvantages, ways to overcome the problems of designing wave power plants. In this work, an example of designs that ensure efficient effective operation of a float type wave generator is given.

Keywords: Wave power plant, float-operated wave generator, electric energy.

REFERENCES

1. Yelisseyev A.V., Vel'kin V.I., Shcheklein S.Ye., Lavreshin A.S. Development of a domestic float-wave micro-power plant. OceanRusEnergy official website. URL: <http://oceanrusenergy.ru/information/articles> (Accessed July 13, 2017). (In Russian)
2. Tidal and wave power stations. Educational materials of the department "Atomic and thermal power engineering" of Pe-

ter the Great St.Petersburg Polytechnic University. URL: <http://nnhpe.spbstu.ru/prilivnye-i-volnovye-elektrostantsii> (Accessed July 13, 2017). (In Russian)

3. Wave Hub Wave Energy Concentrator. Information Portal about temperature sensors. URL: http://temperatures.ru/articles/concentrator_voln (Accessed July 13, 2017). (In Russian)
4. In Russia there was the first experimental wave power station. RPC Polytechnica official website. URL: <http://poli.ru/story/v-rossii-volnovaja-jelektrostantsija> (Accessed July 13, 2017). (In Russian)
5. Novgorodov N.A., Grinkrug M.S., Tkacheva YU.I., Gordin S.A. Poplavkovyy generator elektricheskoy energii [Electrical energy float generator]. Patent RF, no. 2017122412. (In Russian)

Гринкруг М.С., Новгородов Н.А., Ткачёва Н.А. Основные проблемы, возникающие при проектировании волновых электростанций и пути их преодоления // Электротехнические системы и комплексы. 2017. № 4(37). С. 67-70. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-67-70](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-67-70)

Grinkrug M.S., Novgorodov N.A., Tkachova N.A. Main Problems Arising in the Design of Wave Power Plants and Ways to Overcome it. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2017, no. 4(37), pp. 67-70 (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4\(37\)-67-70](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2017-4(37)-67-70)

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Аркулис Михаил Борисович – канд. пед. наук, доц. каф. физики, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия.

Бессонов Василий Григорьевич – канд. техн. наук, ст. преп. каф. автоматизированного электропривода, электромеханики и электротехники, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», г. Оренбург, Россия. E-mail: bessonov_vg@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9944-7299>

Бочкарев Игорь Викторович – д-р техн. наук, проф., зав. каф. электромеханики, Кыргызский государственный технический университет имени И. Раззакова, г. Бишкек, Кыргызстан. E-mail: elmech@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9873-9203>

Брякин Иван Васильевич – д-р техн. наук, с.н.с., зав. лабораторией информационно-измерительных систем, Институт автоматики и информационных технологий, Национальная Академия Наук Кыргызской Республики, г. Бишкек, Кыргызстан. E-mail: bivas2006@yandex.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7463-8072>

Велюс Лев Матвеевич – канд. техн. наук, доц., г. Магнитогорск, Россия.

Греков Эдуард Леонидович – канд. техн. наук, доц., зав. каф. автоматизированного электропривода, электромеханики и электротехники, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», г. Оренбург, Россия. E-mail: aeptpm@rambler.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4675-7378>

Гринкруг Мирон Соломонович – канд. техн. наук, проф., зав. каф. общей физики, ФГБОУ ВО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет», г. Комсомольск-на-Амуре, Россия. E-mail: grin@knastu.ru

Жуков Николай Александрович – ассистент, Институт энергетики информационных технологий и управляющих систем, ФГБОУ ВО «Белгородский государственный технологический университет им. В.Г. Шухова», г. Белгород, Россия. E-mail: Nikolayzhukov1993@gmail.com. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5086-3352>

Ильгачёв Анатолий Николаевич – канд. техн. наук, доц. каф. автоматизированных электротехнологических установок и систем, ФГБОУ ВО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова», г. Чебоксары, Россия. E-mail: anikil47@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9659-5787>

Келебаев Касымбек Кенешович – директор, Бишкекский технический колледж, г. Бишкек, Кыргызстан. E-mail: mshkkk@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8930-2376>

Коваленко Юрий Петрович – канд. техн. наук, г. Магнитогорск, Россия.

Корнилов Геннадий Петрович – д-р техн. наук, проф., зав. каф. электроснабжения промышленных предприятий, институт энергетики и автоматизированных систем, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: korn_mgn@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2451-3850>

Логунова Оксана Сергеевна – д-р техн. наук, проф., зав. каф. вычислительной техники и программирования, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: logunova66@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7006-8639>

Мугалимов Риф Гарифович – д-р техн. наук, доц. каф. электроснабжения промышленных предприятий, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия.

Наживин Андрей Евгеньевич – инженер 1-й категории, ООО «Инжиниринговый центр Руэлпром», г. Москва, Россия. E-mail: nazhivinandrey@yandex.ru.

Никифоров Геннадий Васильевич – д-р техн. наук, председатель совета директоров ООО «Магнитогорскгазстрой», г. Магнитогорск, Россия.

Николаев Александр Аркадьевич – канд. техн. наук, доц., зав. каф. автоматизированного электропривода и мехатроники, институт энергетики и автоматизированных систем, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: alexniko@inbox.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1378-6538>

Новгородов Никита Александрович – ст. преп. каф. общей физики, ФГБОУ ВО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет», г. Комсомольск-на-Амуре, Россия. E-mail: nikitakms@yandex.ru

Одинцов Константин Эдуардович – канд. техн. наук, доц. каф. электроснабжения промышленных предприятий, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: eltech_mgtu@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0699-6016>

Осипов Олег Иванович – д-р техн. наук, проф. каф. автоматизированного электропривода, ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия. E-mail: osipovoi2015@yandex.ru.

Петухова Ольга Игоревна – канд. техн. наук, доц. каф. электроснабжения промышленных предприятий, институт энергетики и автоматизированных систем, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: petuhova-olg@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7543-4458>

Плотников Юрий Валерьевич – канд. техн. наук, доц. каф. электропривода и автоматики промышленных установок, Уральский энергетический институт, ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», г. Екатеринбург, Россия. E-mail: y.v.plotnikov@urfu.ru. ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-8394-5998>

Поляков Владимир Николаевич – д-р техн. наук, проф. каф. электропривода и автоматики промышленных установок, Уральский энергетический институт, ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», г. Екатеринбург, Россия. E-mail: v.n.polyakov@urfu.ru. ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-3365-9752>

Сорокин Виктор Александрович – ст. преп. каф. автоматизированного электропривода, электромеханики и электротехники, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», г. Оренбург, Россия.

E-mail: Sorokin_va@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9266-4642>

Ткачёва Нина Алексеевна – аспирант, каф. электропривода и автоматизации промышленных установок, ФГБОУ ВО «Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет», г. Комсомольск-на-Амуре, Россия. E-mail: medlashka@mail.ru

Цейтлин Михаил Невахович – д-р техн. наук, доц., с.н.с., руководитель лаборатории по выращиванию кристаллов, каф. физики, Ариэльский университет, г. Ариэль, Израиль.

Шулепов Павел Андреевич – аспирант, каф. электроснабжения промышленных предприятий, институт энергетики и автоматизированных систем, ФГБОУ ВО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск, Россия. E-mail: pashulepov13@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4645-5399>

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас опубликовать статьи в журнале «*Электротехнические системы и комплексы*».

Журнал «Электротехнические системы и комплексы» основан в 1996 году на базе международного сборника научных трудов, в котором публиковались статьи студентов, аспирантов и ученых, как из России, так и из-за рубежа. Начиная с 2014 года «Электротехнические системы и комплексы» выпускается как журнал с периодичностью четыре номера в год.

С 02.02.2016 журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по группам научных специальностей 05.09.00 – электротехника, 05.13.00 – информатика, вычислительная техника и управление, 05.14.00 – энергетика.

Журнал публикует научные работы по следующим рубрикам:

- теория и практика автоматизированного электропривода;
- электро- и теплоэнергетика;
- электроснабжение;
- энерго- и ресурсосбережение;
- промышленная электроника, автоматика и системы управления;
- электротехнологии в промышленности;
- информационное, математическое и программное обеспечение технических систем;
- мониторинг, контроль и диагностика электрооборудования.

Публикация статей является бесплатной.

Статьи, направленные в адрес журнала, проходят обязательное научное рецензирование и редактирование. Несоответствие материалов требованиям к статьям может служить поводом для отказа в публикации.

Статья должна быть набрана в шаблоне, который размещен на сайте журнала esik.magtu.ru в разделе «Руководство для авторов». Там же находится инструкция по его заполнению, в которой приведены требования к оформлению статей.

Авторы статьи должны гарантировать, что их работа публикуется впервые. Если элементы рукописи ранее были опубликованы в другой работе (статье, монографии, автореферате и т.д.), в том числе на другом языке, авторы обязаны сослаться на более раннюю работу. При этом они обязаны указать, в чем существенное отличие новой работы от предыдущей и, вместе с тем, выявить ее связь с результатами исследований и выводами, представленными в предыдущей работе. Дословное копирование собственных работ или ее элементов более чем на 30% и их перефразирование не приемлемы!

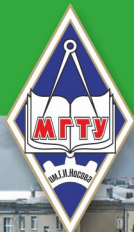
Пакет подаваемых документов:

- рукопись статьи;
- информация об авторах;
- экспертное заключение о возможности опубликования;
- лицензионный договор, заполненный на каждого автора в двух экземплярах (отсканированная копия отправляется в формате pdf, оригиналы – по почте вместе с остальными документами).

С уважением,

редакция журнала «Электротехнические системы и комплексы»

E-mail: ecis.red@gmail.com



Научно-образовательный центр «Шнейдер Электрик – МГТУ им. Г.И.Носова



Концептуальной основой НОЦ является интегрированная автоматизированная система управления (ИАСУ), позволяющая на технических и программных средствах SE изучать и проектировать как локальные объекты электроснабжения и электропривода, так и АСУ различных уровней. Такой подход при создании Центра дал возможность в процессе обучения не только изучать конкретное оборудование и программное обеспечение ИАСУ, но и разрабатывать собственные АСУ и системы автоматизации.

Наполнение центра современным оборудованием с возможностью включения его в АСУ различного уровня делает привлекательным прохождение теоретических и практических занятий как для разработчиков и проектировщиков, так и для служб эксплуатации и наладки промышленных предприятий.

Образовательный центр включает в себя компьютерный класс на 12 ПК и 24 посадочных места (разработка программно-технических комплексов с базовым программным обеспечением), мульти-медийный класс на 18 посадочных мест (проведение презентаций, докладов и теоретических занятий), 4 лабораторных стенда, моделирующих работу интегрированной распределенной АСУ участка, цеха.



Перечень направлений подготовки в рамках НОЦ для бакалавров и магистрантов:

- 27.03.04 и 27.04.04 «Управление в технических системах»;
- 13.03.02 и 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» (профили «Электропривод и автоматика» и «Электроснабжение»);
- 15.03.06 и 15.04.06 «Мехатроника и робототехника» (профиль «Мехатронные системы в автоматизированном производстве»).

Совместно разработанные программы «Шнейдер Электрик– МГТУ им. Г.И.Носова:

- системы управления электроприводами на базе преобразователей частоты ATV32, ATV71 и ATV93 и библиотеки SoMove;
- примеры архитектур локальной автоматизации. Особенности конфигурирования контроллера Modicon M251и разработка приложений SoMachin;
- интеграция оборудования распределения электроэнергии и АСУТП в единую систему управления. Организация сетей CANOpen и Ethernet. Современные подходы к построению программно-технических комплексов.