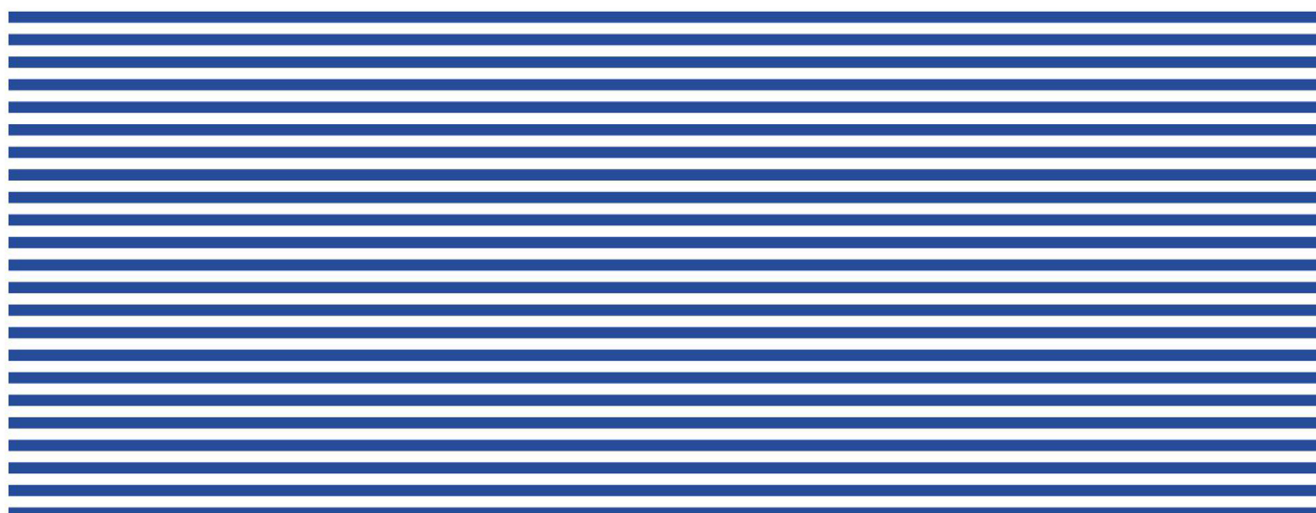




ISSN 2309-6020

ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ



2025

№ 1 (46)



В журнале публикуются статьи по следующим
научным специальностям перечня ВАК:

- 2.4.1. Теоретическая и прикладная электротехника
 - 2.4.2. Электротехнические комплексы и системы
 - 2.4.4. Электротехнология и электрофизика
 - 2.2.4. Приборы и методы измерения (по видам измерения)
 - 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы
-
- 2.4.1. Theoretical and Applied Electrical Engineering
 - 2.4.2. Electrical Complexes and Systems
 - 2.4.4. Electrotechnology and Electrophysics
 - 2.2.4. Measuring Instruments and Methods
 - 2.2.11. Information-Measuring and Control Systems

Издается с ноября 2013 года

Выходит один раз в квартал

№ 1 (46)
Март 2025

ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

**УЧРЕДИТЕЛЬ – САРАТОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ ГАГАРИНА Ю.А.**

Журнал включён в перечень ведущих рецензируемых научных журналов,
рекомендованных для публикаций Высшей аттестационной комиссией
Минобрнауки России

Главный редактор	АРТЮХОВ ИВАН ИВАНОВИЧ д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
Зам. главного редактора	БЕКРЕНЕВ НИКОЛАЙ ВАЛЕРЬЕВИЧ д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
Ответственный секретарь	МОЛОТ СВЕТЛАНА ВИКТОРОВНА старший преподаватель, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов

Редакционная коллегия

А.А. БАЗАРОВ	д.т.н., профессор, СамГТУ, Самара
В.В. ВАХНИНА	д.т.н., профессор, Тольяттинский государственный университет, Тольятти
В.Г. ГОЛЬДШТЕЙН	д.т.н., профессор, СамГТУ, Самара
Ю.В. ГУЛЯЕВ	д.ф.-м.н., профессор, академик РАН, ИРЭ имени В.А. Котельникова РАН, Москва
В.Б. ДЕМИДОВИЧ	д.т.н., профессор, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Санкт-Петербург
Ю.Б. КАЗАКОВ	д.т.н., профессор, ИГЭУ, Иваново
А.Н. МАКАРОВ	д.т.н., профессор, ТвГТУ, Тверь
Г.А. МОРОЗОВ	д.т.н., профессор, КНИТУ-КАИ имени А.Н. Туполева, Казань
Ю.П. ПЕРЕЛЫГИН	д.т.н., профессор, ПГУ, Пенза
А.Ф. РЕЗЧИКОВ	д.т.н., профессор, член-корреспондент РАН, ИПТМУ РАН, Саратов
И.В. РОДИОНОВ	д.т.н., доцент, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
Ф.Н. САРАПУЛОВ	д.т.н., профессор, УрФУ, Екатеринбург
Ю.Б. ТОМАШЕВСКИЙ	д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
А.А. ФОМИН	д.т.н., доцент СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
В.Н. ХМЕЛЕВ	д.т.н., профессор, БТИ, Бийск
В.А. ЦАРЕВ	д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов

Since November 2013
Published Quarterly

№ 1 (46)
March 2025

JOURNAL OF ELECTROTECHNICS

Scientific and Technical Publication

The journal is founded by Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

The journal is included in the List peer-reviewed scientific publications, recommended for publication
by the Higher Attestation Commission of the Ministry of education and science Russia

Editor-in-Chief

ARTYUKHOV IVAN IVANOVICH

Dr. Sc., Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

Assistant

to the Editor-in-Chief

BEKRENEV NIKOLAY VALERIEVICH

Dr. Sc., Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

Chief Executive Officer

MOLOT SVETLANA VIKTOROVNA

Senior Lecturer, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

Editorial Board Members

A.A. BAZAROV

Dr. Sc., Professor, Samara State Technical University, Samara

V.V. VAKHNINA

Dr. Sc., Professor, Togliatti State University, Togliatti

V.G. GOLDSTEIN

Dr. Sc., Professor, Samara State Technical University, Samara

Yu.V. GULYAEV

Dr. Sc., Professor, Academician of RAS, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, Moscow

V.B. DEMIDOVICH

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg State Electrotechnical University «LETI», St. Petersburg

Yu.B. KAZAKOV

Dr. Sc., Professor, Ivanovo State Power University, Ivanovo

A.N. MAKAROV

Dr. Sc., Professor, Tver State Technical University, Tver

G.A. MOROZOV

Dr. Sc., Professor, Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI, Kazan

Yu.P. PERELIGIN

Dr. Sc., Professor, Penza State University, Penza

A.F. REZCHIKOV

Dr. Sc., Professor, Corresponding Member of RAS, Institute of Precision Mechanics and Control of RAS, Saratov

I.V. RODIONOV

Dr. Sc., Associate Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

F.N. SARAPULOV

Dr. Sc., Professor, Ural Federal University, Ekaterinburg

Yu.B. TOMASHEVSKY

Dr. Sc., Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

A.A. FOMIN

Dr. Sc., Associate Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

V.N. KHMELEV

Dr. Sc., Professor, Biysk Technological Institute, Biysk

V.A. TSAREV

Dr. Sc., Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИКА

Базаров А.А., Штукатуров Н.Р. Индукционная система нагрева поверхности крупногабаритных подшипниковых колец в процессе закалки	5
Зоркин А.Я., Родионов И.В., Вавилина Н.А. Лазерная обработка многослойных покрытий на металлической подложке	16
Коломейцев В.А., Железняк А.Р., Бычков А.Ю. Оптимизация рабочей камеры СВЧ-устройств волноводного типа, направленная на интенсификацию нагрева листового диэлектрического материала.....	26

ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Суркаев А.Л. Импульс давления воздушной ударной волны электрического взрыва проводников в трубе	36
Никифоров А.А., Киреев А.И., Дорошенко В.М. Разработка пульта проверки плат адресных релейных модулей для автоматизации контрольных операций	43
Андреева О.А., Земцов А.И., Шумилов Е.А. Моделирование режимов работы системы питания электронных устройств оптическим излучением	50

Гармаш Ю.В., Блинникова Л.Г., Сарбаев В.И. Адаптивная информационно-управляющая система демпфирования колебаний	56
---	----

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Хнычев Д.А., Кирякин А.А. Определение параметров схемы замещения трехфазного асинхронного двигателя на основе результатов численного моделирования электромагнитного поля	66
Бутко В.П., Кузьмин Р.В. Оценка влияния гармонического состава кривой ЭДС обмотки якоря на энергетические показатели дуго-статорного индукторного генератора.....	74
Сабадаш Ф.А., Шуев В.С., Косорлуков И.А., Стариков А.В. Математическая модель электротехнического комплекса добывающей скважины с вентильным погружным электродвигателем	81
Сысуев К.А., Макаричев Ю.А. Анализ современного состояния и тенденций развития вентильных реактивных двигателей	88
Артюхов И.И., Николаев М.Д., Мишекин В.Д. Влияние колебаний напряжения на режим работы технологического комплекса	94
К сведению авторов	101

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGY AND ELECTROPHYSICS

- Bazarov A.A., Shtukatur N.R.**
Induction system for heating the surface
of large-size bearing rings under harden-
ing operation 5
- Zorkin A.Ya., Rodionov I.V.,
Vavilina N.A.** Laser treatment of multi-
layer coatings on metal substrates16
- Kolomeytsev V.A., Zheleznyak A.R.,
Bychkov A.Yu.** Optimisation of the
working chamber of waveguide-typed
microwave devices used to intensify
the heating of dielectric sheet materials26

INFORMATION-MEASURING AND CONTROL SYSTEMS

- Surkaev A.L.** Effects of explosion shock
wave pressure of conductors in a pipe36
- Nikiforov A.A., Kireev A.I.,
Doroshenko V.M.** Development of a test
panel for addressable relay module boards
for automatizing control operations43
- Andreeva O.A., Zemtsov A.I.,
Shumilov E.A.** Modelling the operation
modes of the power supply system for
electronic devices using optical radiation50
- Garmash Yu.V., Blinnikova L.G.,
Sarbaev V.I.** Adaptive information
and control system for vibration damping56

ELECTRICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

- Khnychev D.A., Kiryakin A.A.**
Determining parameters
of the equivalent circuit of a three-
phase induction motor based
on the results of numerical simulation
of the electromagnetic field 66
- Butko V.P., Kuzmin R.V.**
Assessing effects of harmonic
composition of the curve
of the EMF armature winding
on the energy performance
of an arc-shaped stator inductor
generator 74
- Sabadash Ph.A., Shuev V.S.,
Kosorlukov I.A., Starikov A.V.**
Mathematical model of an electrical
complex of a production well
with the brushless DC electric
motor 81
- Sysuev K.A., Makarichev Yu.A.**
Analysis of the current state
and development trends of valve jet
engines 88
- Artyukhov I.I., Nikolaev M.D.,
Mishekin V.D.** Impact of voltage
fluctuations on the operation mode
of the technological complex 94
- Information for Authors101

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИКА

УДК 621.365.511

ИНДУКЦИОННАЯ СИСТЕМА НАГРЕВА ПОВЕРХНОСТИ КРУПНОГАБАРИТНЫХ ПОДШИПНИКОВЫХ КОЛЕЦ В ПРОЦЕССЕ ЗАКАЛКИ

А.А. Базаров, Н.Р. Штукатуров

INDUCTION SYSTEM FOR HEATING THE SURFACE OF LARGE-SIZE BEARING RINGS UNDER HARDENING OPERATION

A.A. Bazarov, N.R. Shtukaturov

В представленной статье исследуется проблема термонапряжений, возникающих в кольцевых заготовках крупногабаритных подшипников в процессе индукционного нагрева во время закалки дорожки качения. Определены параметры процессов нагрева и охлаждения, обеспечивающие формирование области с мартенситной структурой. Ускоренные процессы нагрева и охлаждения создают проблему значительных термонапряжений на границе закаливаемого слоя. Проведено моделирование тепловых процессов при различных значениях начальной температуры вращающегося кольца. Выполнен анализ процесса формирования мартенсита на основании определения необходимых косвенных признаков, таких как уровни и скорость изменения температуры на этапах нагрева и охлаждения. Получены значения термонапряжений в области максимальных градиентов температуры с учетом изменения свойств металла при смене вида кристаллической структуры. Определены параметры процесса индукционной закалки, обеспечивающие переход в мартенситное состояние без превышения ограничений на термонапряжения. Полученные результаты и выводы могут быть полезны при разработке эффективных способов снижения термонапряжений в процессе закалки подшипников.

The article studies the problem of thermal stresses arising in ring blanks of large-size bearings during induction heating under raceway hardening. The parameters of heating and cooling processes ensuring formation of a region with a martensitic structure are determined. Accelerated heating and cooling processes create a problem of significant thermal stresses on the boundary of the hardened layer. Thermal processes are simulated at various values of the initial temperature of the rotating ring. Analysis of the martensite formation process is performed based on determination of the necessary indirect features, such as the levels and rate of temperature changes at the heating and cooling stages. The values of thermal stresses in the region of maximum temperature gradients are obtained taking into account the changes in metal properties when changing the type of a crystal structure. Parameters of the induction hardening process are determined, ensuring transition to the martensitic state without exceeding limitations on thermal stresses. The obtained results and conclusions can be useful in developing effective methods for reducing thermal stresses during bearing hardening.

Ключевые слова: *термонапряжения, имитация процесса закалки, индукционный нагрев, математическая модель, кольца подшипника*

Введение

В производстве колец подшипников используются различные марки стали. Их большое количество определяется разнообразием требований к эксплуатационным свойствам подшипников со стороны потребителей в различных отраслях промышленности и сельского хозяйства.

Для изготовления подшипников, которые работают в обычных условиях, применяются хромистые и хромистые с добавкой молибдена стали, а также стали содержащие хром, марганец и кремний, иногда молибден. К этой группе относятся стали марки ШХ: ШХ15, ШХ15СГ, ШХ20, ШХ4 и другие.

Агрессивные среды и повышенные температуры требуют использования коррозионно-стойких и теплостойких материалов. В этом случае для производства подшипников применяются такие стали, как 95Х18-Ш, 11Х18М-ШД, ЭИ760, 8Х4МВФ1-Ш, 80МоCrV4216 и другие [1].

При выборе стали кроме условий эксплуатации учитываются геометрические размеры подшипников, которые определяют возможность обеспечения определенного вида закалки. Для колец крупногабаритных подшипников с толщиной стенки, превышающей 30 мм, используется сталь ШХ20СГ. Кроме толщины стенки, существенную роль играет диаметр заготовки. При величине диаметра кольца более одного метра проще обеспечить нагрев и охлаждение отдельных участков, чем всего кольца. Поэтому выбор способа закалки приводит к применению закалки на мартенсит с помощью индукционного нагрева с последующим спрейерным охлаждением.

Улучшение прочностных характеристик сталей достигается с помощью процедуры закалки, при которой необходимо обеспечить нагрев, выдержку и охлаждение в соответствии с требованиями, опре-

Keywords: *thermal stress, simulation of the hardening process, induction heating, mathematical model, bearing rings*

деляемыми для используемого сплава. Повышение твердости и прочности поверхностного слоя обеспечивается за счет образования неравновесной метастабильной структуры, называемой мартенситом закалки [2-6].

Использование индукционного нагрева заготовки подшипника позволяет обеспечить достижение заданной температуры за короткое время [2, 3]. Известно, что для некоторых видов стали ускоренный нагрев приводит к значительным термонапряжениям. Подобная проблема имеет место и при интенсивном охлаждении. Поэтому при определении параметров процесса закалки кроме тепловых процессов необходимо рассмотреть задачи упругой деформации.

В данной работе рассматривается индукционный метод закалки внешнего кольца крупногабаритного подшипника.

При градиентном нагреве возникают перепады температур между основным телом кольца подшипника и закаливаемым слоем. Неравномерное расширение различных участков приводит к возникновению термонапряжений, являющихся причиной возникновения дефектов кристаллической структуры, даже к появлению трещин [7]. Для определения возможности появления недопустимых по величине термонапряжений необходимо моделирование процессов упругой деформации в сочетании с тепловыми процессами. Обычно достаточно после расчета температурных распределений вычислить напряжения во всей загрузке. Для решения данной проблемы необходима разработка системы нагрева и охлаждения, обеспечивающей допустимые напряжения для выбранной стали.

Цель работы: разработка системы индукционного нагрева и спрейерного охлаждения дорожки кольца подшипника с учетом ограничения на допустимые термонапряжения.

Разработка математических моделей процессов теплопроводности и упругой деформации

Расчет параметров теплового процесса и процесса упругой деформации требует учета их взаимного влияния. Для этого создана мультифизическая модель, объединяющая тепловые процессы и процессы упругой деформации. Электромагнитная задача в данной работе не рассматривается. Для ускорения расчетов был использован отдельный метод. Данный подход позволяет решить тепловую задачу, результаты решения которой используются в задаче упругой деформации с учетом изменения свойств, зависящих от температуры.

Для расчетов применен метод конечных элементов, на базе которого были построены приложения в программном комплексе Comsol Multiphysics.

В качестве закаливаемой заготовки рассматривается кольцо из стали ШХ15СГ, имеющее внешний диаметр 180 см, толщину – 4,5 см, и высоту – 6 см. Толщина закаливаемого слоя принята равной 4 мм. Геометрическая модель кольца представлена на рис. 1. Обозначенные точки контроля температуры используются для построения диаграмм температуры.

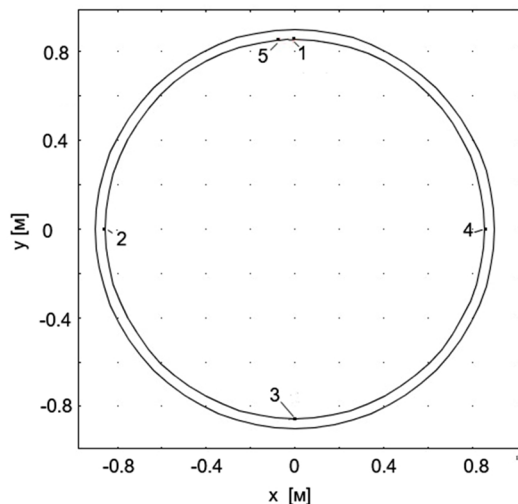


Рис. 1. Геометрическая модель кольца с точками контроля температуры

В качестве нагревателя используется одновитковый петлевой индуктор с магнитопроводом, имеющий размеры 5×5 см.

Форма индуктора повторяет криволинейную форму поверхности дорожки кольца подшипника для концентрации мощности тепловыделения в заданной области кольца. Токи обратного замыкания в кольце имеют меньшую плотность, так как распределены в большом объеме и не приводят к существенному нагреву кольца. На участках принудительного охлаждения тепло отводится вместе с потоками воды.

Моделирование тепловых процессов в системе «индуктор – загрузка – система охлаждения»

При разработке и исследовании индукционного нагрева применяется конечно-элементная модель расчета теплового нагрева, позволяющая учесть основные нелинейности процесса [6, 8]. Численный расчет тепловых полей в системе «индуктор – загрузка – система охлаждения» производится в программном комплексе Comsol Multiphysics.

Для нагрева локального участка кольца предусмотрено использование нагревателя индукционным способом, который позволяет быстро разогреть определенную область кольца на нужную глубину, за небольшое количество времени.

Дифференциальное уравнение, описывающее тепловые процессы имеет вид:

$$\rho C_P \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla(-k \nabla T) = Q - C_P \mathbf{u} \nabla T. \quad (1)$$

Здесь C_P – теплоемкость стали, принято значение, Дж/(кг·град); ρ – плотность 7600 кг/м³; k – коэффициент теплопроводности Вт/(м·град); Q – удельная мощность внутренних источников тепловыделения, Вт/м³; $\mathbf{u}$ – вектор скорости (м/с). (Значения физических свойств стали приняты усредненными для температуры 900°C).

Физические свойства материала, взятые из таблиц справочника [9], представлены в виде аналитических зависимостей от температуры.

Зависимость теплоемкости имеет вид

$$C = C_0 (1 + \alpha_C T), \quad (2)$$

где α_C – температурный коэффициент теплоемкости (1/°C).

Коэффициент α_C и начальное значение C_0 определены с учетом перехода на шкалу температуры в градусах Кельвина. Для стали ШХ20СГ с учетом определения аппроксимирующих коэффициентов выражение (2) приобретает вид:

$$C = 490 (1 + 0,0004 T).$$

Коэффициент теплопроводности задается зависимостью

$$k = k_0 (1 + \alpha_k T) = 42 \cdot (1 - 0,00035 \cdot T).$$

Плотность стали принята постоянной и равной 7800 кг/м^3 .

В качестве граничных условий задан теплообмен излучением и конвекцией:

$$-n \cdot (k \nabla T) = h(T_c - T) + \varepsilon \sigma (T_c^4 - T^4). \quad (3)$$

Параметры процесса значительно варьируются в зависимости от участка поверхности кольца. Коэффициент конвективного теплообмена изменяется в пределах от 5 до $20 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{град)}$ на участках без принудительного охлаждения и до $15000 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{град)}$ на участке с принудительным водяным охлаждением. Параметры потока излучения определяются значениями температуры, постоянной Стефана – Больцмана $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{К}^4)$ и ε – степенью черноты (коэффициент излучения поверхности).

При моделировании процесса нагрева задается линейная скорость движения на внутренней поверхности кольца, равная 1 см/с . В точках с другой величиной радиуса производится автоматический пересчет скорости.

Мощность тепловыделения в области закалки с учетом заданных геометрических размеров (глубина закаленного слоя 4 мм , длина области нагрева 50 мм , ширина дорожки 50 мм) принята равной $Q = 4 \cdot 10^8 \text{ Вт/м}^3$. Ширина дорожки определена с учетом бортиков на краях цилиндрической поверхности кольца. Глубина закаливаемого слоя выбрана из соотношения $1:10$ согласно рекомендации [3].

Для формирования области с мартенситной структурой подобраны необходимые характеристики процессов нагрева и охлаждения закаливаемой зоны согласно

рекомендациям [3]. В соответствии с приведенными диаграммами [3] при толщине кольца 45 мм нужно обеспечить достижение температуры 780°C на поверхности и по всей толщине закаливаемого слоя через $4,3$ секунды после начала нагрева. Эта температура соответствует началу процесса аустенизации. Продолжение нагрева с прежней скоростью приводит к формированию аустенитного состояния в полной мере, когда температура достигнет 860°C . После окончания стадии нагрева производится принудительное охлаждение. Скорость охлаждения должна быть не менее $400\div 600^\circ\text{C/с}$, чтобы сформировалась мартенситная структура.

Модель процесса упругой деформации

В статической задаче компоненты вектора напряжений должны удовлетворять уравнениям равновесия [10]:

$$\frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yx}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zx}}{\partial z} + p_{v_x} = 0; \quad (4)$$

$$\frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{zy}}{\partial z} + p_{v_y} = 0; \quad (6)$$

$$\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_z}{\partial z} + p_{v_z} = 0, \quad (7)$$

где $p_{v_x}, p_{v_y}, p_{v_z}$ – компоненты вектора массовых сил. Три других уравнения равновесия в виде сумм моментов внутренних сил относительно координатных осей приводят к известным условиям парности касательных напряжений $\tau_{xy} = \tau_{yx}, \tau_{yz} = \tau_{zy}, \tau_{zx} = \tau_{xz}$.

Природа внешних сил может быть различной – от механических усилий до электродинамических сил. Кроме того, вектор деформаций связан через коэффициент линейного расширения с температурой

$$\{\varepsilon^0\} = \{\varepsilon^T\} = \alpha \Delta T \{1 \ 1 \ 1 \ 0\}^T, \quad (8)$$

где α – коэффициент линейного температурного расширения; ΔT – перепад температур. Здесь для выбранной марки стали при температуре 20°C модуль упругости

равен $E = 2,11 \cdot 10^{11}$ Па, а коэффициент Пуассона равен 0,33. В процессе нагрева модуль упругости снижается в области высоких температур, что учтено при задании этого параметра в модели.

Среднее значение коэффициента теплового расширения стали равно $\alpha = 1,57 \cdot 10^{-5}$ 1/К.

В процессе преобразований кристаллической структуры коэффициент линейного расширения изменяется: для мартенситной структуры коэффициент равен $\alpha_m = 1,4 \cdot 10^{-5}$; для аустенитной кристаллической решетки – $\alpha_a = 2,2 \cdot 10^{-5}$. Такие значительные отличия свойств в соседних слоях с разной кристаллической решеткой приводят к термонапряжениям.

Процессы построения кристаллической решетки в рассматриваемой модели не моделируются, но коэффициенты теплового расширения могут быть заданы соответствующими той или иной структуре [11-13]. Принятые условия формирования кристаллической решетки мартенсита в программном модуле обеспечивают фиксацию свойств, если при моделировании скорости нагрева и охлаждения, а также уровни температуры в зоне закалки, соответствуют процессу закалки. В программном обеспечении для расчета тепловых процессов и процессов упругой деформации не предусмотрен явный переход к разным кристаллическим структурам, но условно можно принять формирование мартенситной структуры. Выполнение обозначенных условий достигается не всегда, и поэтому необходимо настраивать параметры теплового процесса. Данный подход не обеспечивает наличие информации о твердости закаленного слоя, но дает возможность более точно оценить термические напряжения в процессе закалки.

Результаты расчета распределений температуры и термонапряжений

Для расчетов использовалась модель с параметрами, изменяющимися в ходе процесса нагрева-охлаждения и корректируемыми для соответствия условиям закалки.

Расчет распределения температуры в нагреваемом кольце и возникающих термонапряжений выполнен с разными началь-

ными условиями – без предварительного нагрева и с предварительным нагревом.

Для снижения термонапряжений в течение 10 минут производится разогрев кольца до температуры 100 и 200 °С. Это относится к следующему разделу

Рассмотрено несколько вариантов предварительного подогрева кольца перед процедурой закалки. Для этого используется вспомогательный петлевой индуктор мощностью 8 кВт. Он расположен с внешней стороны кольца и занимает сектор 45 градусов. Формирование равномерного распределения температуры (с некоторыми отклонениями) обеспечивается за три оборота кольца при линейной скорости движения 0,02 м/с с помощью применения замкнутой системы регулирования.

Моделирование процессов нагрева и охлаждения зоны закалки выполнено отдельно при заданной начальной температуре. Объединение двух процессов – подогрева и закалки – усложняет расчет, так как наличие в первом случае системы регулирования температуры, а во втором – расчета термонапряжений, приводит к существенному увеличению времени расчета.

Результаты моделирования тепловых процессов и расчета термонапряжений при закалке для разных температур предварительного подогрева представлены на рис. 2-7.

На рис. 2 показаны графики температуры на выходе из зоны нагрева закалочного индуктора. Кольцо делает полный оборот за 537 секунд. Температура в данной точке практически не изменяется в течение всего времени работы индуктора. Сразу за зоной нагрева вступает в работу система принудительного интенсивного водяного охлаждения с помощью спрейера. Протяженность этого участка составляет 0,075 м. После него осуществляется охлаждение с низкой интенсивностью для того, чтобы по мере совершения полного оборота кольца, температура на последнем участке не отличалась от заданной в начале процесса, и были соблюдены условия закалки. Температура в конце участка охлаждения снижается до 80 градусов. В точках, расположенных на поверхности кольца на раз-

ном удалении от зоны охлаждения температура изменяется незначительно. После совершения кольцом одного оборота индуктор отключается. Расчет показал, что требуется время более 1000 секунд, чтобы температура снизилась до 40 градусов, что соответствует двум оборотам кольца.

Наиболее значительным градиентам температуры соответствуют большие тер-

монапряжения, которые наблюдаются в зоне нагрева и в начале зоны охлаждения, как показано на рис. 3. Несмотря на вращение кольца, со временем наблюдается незначительное снижение градиента температуры, приводящее к уменьшению термонапряжений. За пределами зон с высокими градиентами температуры термонапряжения снижаются более чем в десять раз.

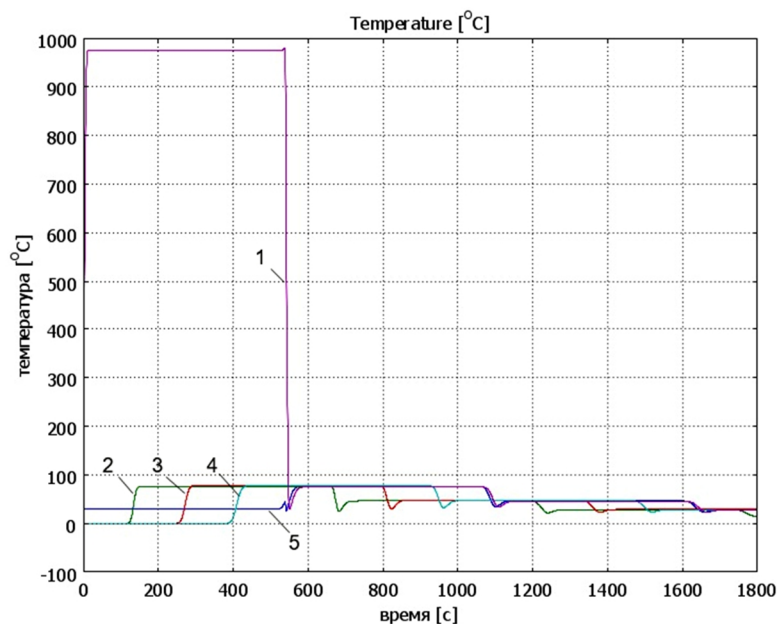


Рис. 2. Графики температуры в точках кольца при начальной температуре 0 °С:
 1 – $x = -0,0745$ м, $y = 0,852$ м; 2 – $x = 0$, $y = 0,857$ м; 3 – $x = 0,857$ м, $y = 0$;
 4 – $x = 0$, $y = -0,857$ м; 5 – $x = 0,857$ м, $y = 0$

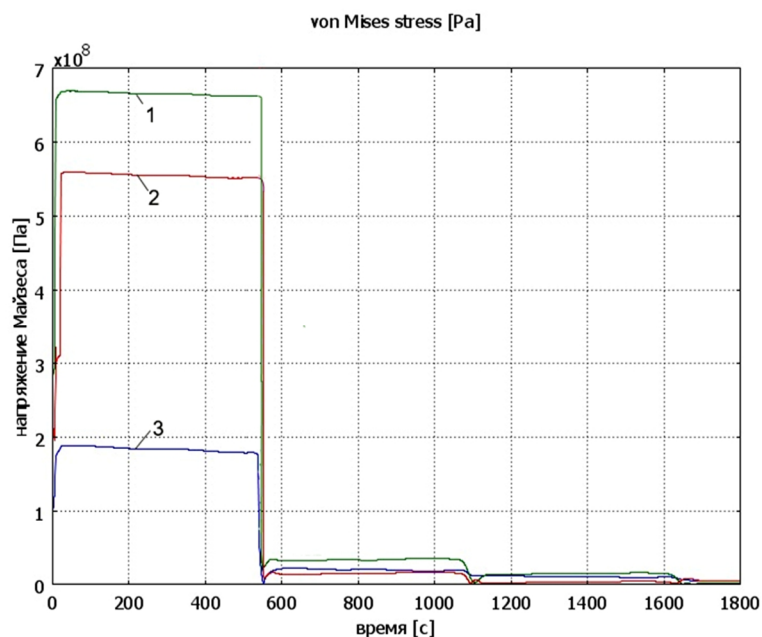


Рис. 3. Графики напряжений Мизеса в точках кольца при начальной температуре 0 °С:
 1 – $x = -0,04$ м, $y = 0,854$ м; 2 – $x = -0,0745$ м, $y = 0,852$ м; 3 – $x = 0$, $y = -0,857$ м

Величина напряжения Мизеса, равная 650 МПа в области с высокой температурой, не так опасна, как сопоставимое значение при низкой температуре, так как снижение модуля упругости при нагреве делает возможной пластическую деформацию, а не только упругую.

Результаты расчета процессов без предварительного подогрева представлены в виде диаграмм температуры и напряжений на рис. 2 и 3. Мощность тепловыделения в области заковки составляет 22,3 кВт.

В начале процесса заковки имеют место деформации, но по мере поворота кольца геометрия возвращается к прежнему виду. Растягивающие силы при нагреве приводят к небольшому увеличению радиуса кольца. Даже при почти полном остывании (до 25 градусов) наблюдается увеличение диаметра на 3 мм при заковке без предварительного подогрева.

В момент времени $t = 1800$ с напряжения в точках составляют 3-5 МПа. Разница значений напряжений объясняется тем, что распределение температуры неравномерное, так как продолжается принудительное охлаждение на участке, расположенном вне пределов зоны заковки.

Особенностью используемой модели процесса деформации является фиксация изменения свойств участков материала, подвергшихся заковке. Современные программные комплексы, в том числе и Comsol, позволяют оценить степень заковки, то есть определить соотношение между фазами кристаллической структуры. При заковке на мартенсит формально задача является более простой (по сравнению с заковкой на аустенит). Однако в обоих случаях можно говорить о создании условий для формирования той или иной кристаллической решетки, но не о ее реальном воплощении. Сложности связаны как с размерностью задачи, так и со случайным характером процесса. На рис. 4 показаны диаграммы перемещения (расчетные смещения точек при деформации) в нескольких точках внутренней поверхности кольца. В конечный момент времени про-

цесса заковки, когда распределение температуры приближается к равномерному и значение температуры ненамного отличается от температуры окружающей среды, деформация кольца не исчезает. Напряжения, показанные на рис. 3, также не становятся равными нулю, хотя и значительно снижаются по сравнению со значениями при повышенной температуре. По виду диаграмм (рис. 3, 4) сложно делать вывод о реальных значениях остаточных термонапряжений в кольце. Тем не менее можно прогнозировать максимальные значения напряжений, а также степень их снижения при частичном отпуске. Процедура отпуска при заковке на мартенсит не требует столь значительного времени, как это нужно для бейнитной кристаллической структуры. Получение требуемого распределения температуры в закаливаемой области зависит от скорости охлаждения. В данном случае, тепловые потоки в более удаленные от поверхности кольца области зависят от разности температур. При подогреве всего кольца до температуры, не препятствующей формированию мартенсита, но обеспечивающей меньшую его долю в общем объеме закаливаемого слоя, а также размеры кристаллов, процесс заковки становится более управляемым.

Предварительный нагрев кольца до температуры 100 и 200 °С проиллюстрирован на рис. 5 и 6, отображающих термонапряжения в точках на внутренней поверхности кольца.

Использование подогрева кольца с помощью замкнутой системы регулирования привело к формированию равномерного распределения температуры по сечению с допустимыми отклонениями. Из-за сложностей с регулированием мощности в процессе моделирования нагрева для каждого варианта подобраны значения мощности тепловыделения в зоне заковки. Для варианта без предварительного подогрева мощность равна 22,3 кВт, при предварительном нагреве до 100 °С мощность составляет 19,7 кВт, при подогреве до 200 °С – 17,5 кВт.

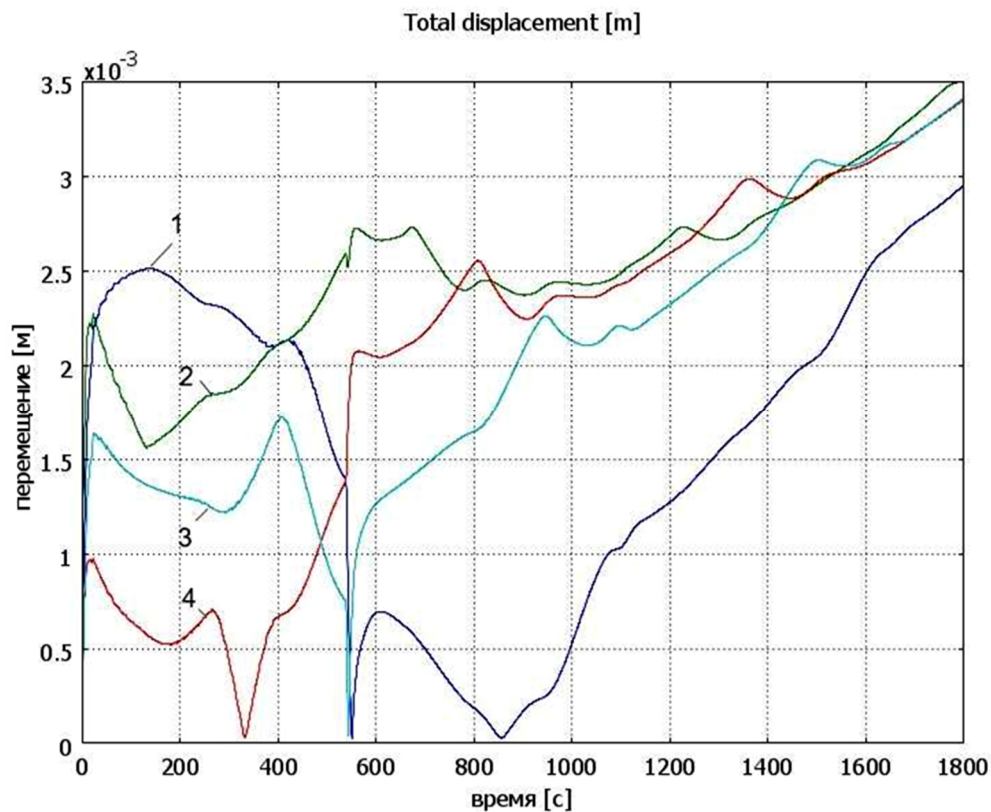


Рис. 4. Графики перемещений в точках кольца при начальной температуре 0 °С:
 1 – $x = 0$, $y = 0,857$ м; 2 – $x = -0,857$ м, $y = 0$; 3 – $x = 0$, $y = -0,857$ м; 4 – $x = 0,857$ м, $y = 0$

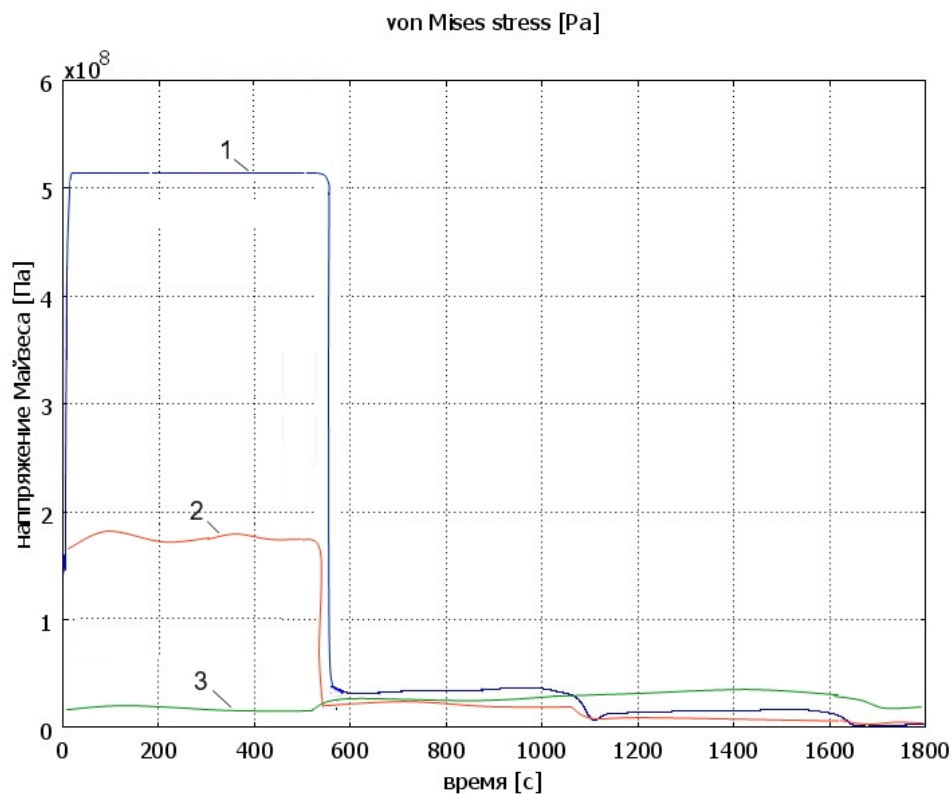


Рис. 5. Графики напряжений Мизеса в точках кольца при начальной температуре 100 °С:
 1 – $x = -0,04$ м, $y = 0,854$ м; 2 – $x = -0,0745$ м, $y = 0,852$ м; 3 – $x = 0$, $y = -0,857$ м

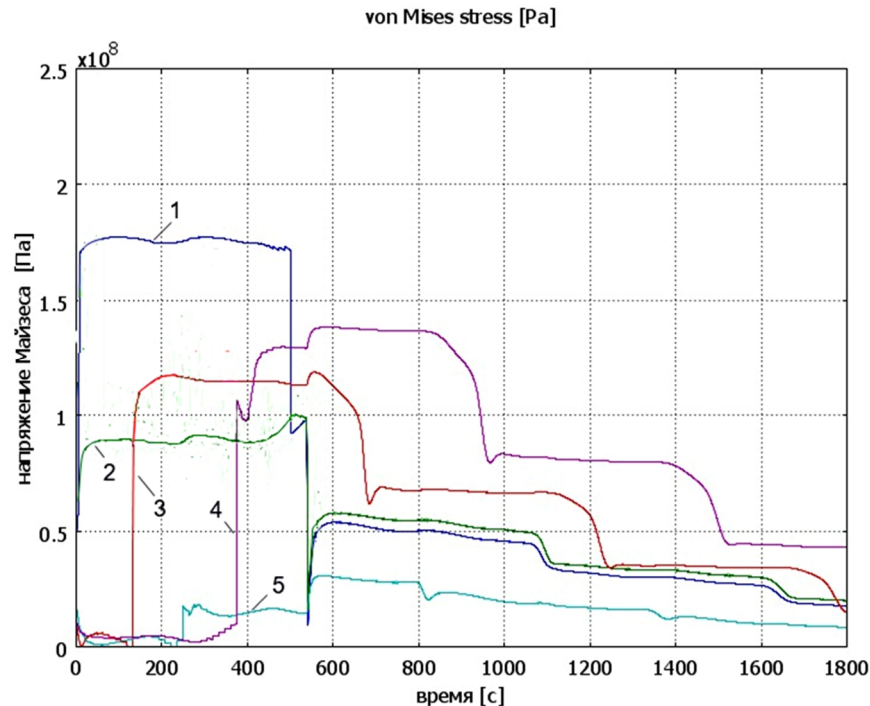


Рис. 6. Графики напряжений Мизеса в точках кольца при начальной температуре 200 °C:
 1 – $x = -0,04$ м, $y = 0,854$ м; 2 – $x = -0,0745$ м, $y = 0,852$ м; 3 – $x = 0$, $y = -0,857$ м

Как видно из рис. 6, напряжения в кольце при подогреве до 200 °C существенно снижаются и не могут представлять опасности возникновения дефектов.

Обсуждение

Осуществление процесса закалки, то есть превращение аустенита в мартенсит, происходит при обеспечении критической скорости охлаждения [2]. В данном случае необходимо значение 400-500 градусов в секунду. Конечное значение температуры закаливаемой области должно быть ниже 200 °C, чтобы не произошел распад мартенсита. На рис. 7 показаны диаграммы температуры на участке границы закаливаемого слоя и внутренней области. Исследуется участок на выходе из области нагрева в зоне действия спрейера протяженностью 75 мм. Приведенные диаграммы соответствуют процессу охлаждения при разных коэффициентах теплообмена. Самое быстрое снижение температуры происходит в начале участка охлаждения с координатами от 0,065 до 0,075 м (расстояние от вертикальной осевой линии). При заданной скорости вращательного движения кольца прохождение этого участка происходит за время, равное одной секунде. Далее

скорость изменения температуры существенно уменьшается. Процесс закалки считается успешным при охлаждении закаливаемого участка в соответствии с графиком 3 на рис. 7.

Приведенные на рис. 2-6 графики температуры, деформаций и напряжений получены при коэффициенте теплообмена в зоне закалки, равном 15000 Вт/м²·град.

В случае нагрева кольца без предварительного подогрева показаны графики напряжения на границе закаливаемого слоя и глубоких слоев (рис. 4). Графики напряжений Мизеса в точках зоны интенсивного охлаждения при закалке кольца без предварительного подогрева показаны на рис. 3. Из рисунка видно, что максимальное напряжение вследствие перепада температур составляет 670 МПа, что не превышает предела прочности для данной стали ШХ20СГ, равного 1960-2350 МПа [15].

В случае нагрева кольца с предварительным подогревом до 100 °C градусов графики напряжения на границе закаливаемого слоя показаны на рис. 5. На данных графиках видно, что максимальное напряжение вследствие перепада температур составляет 520 МПа.

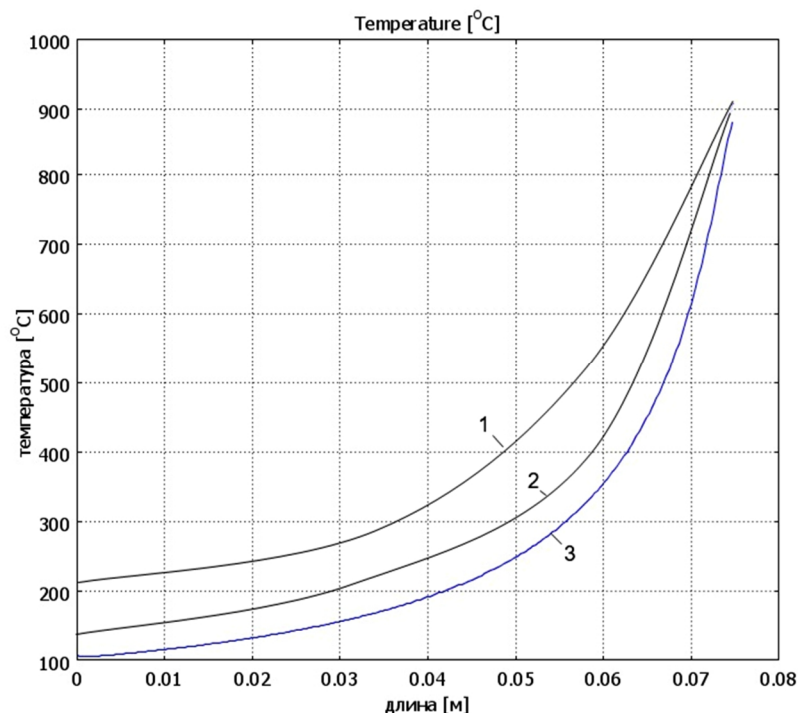


Рис. 7. Графики температуры на границе закаливаемого слоя и внутренних слоев при коэффициенте теплообмена: 1 – 5000 Вт/(м²·град); 2 – 10000 Вт/(м²·град); 3 – 15000 Вт/(м²·град)

Результаты увеличения температуры предварительного подогрева до 200 °С отражены на графиках напряжений для точек в зоне закалки на рис. 6. Максимальное значение термонапряжения снижено до 175 МПа, что меньше в три раза по сравнению с вариантом подогрева до 100 °С.

Заключение

Исследование процессов нагрева и охлаждения поверхностного слоя с целью формирования мартенситного слоя показало возможность получения необходимых значений температуры и скорости ее изменения. Возникающие термонапряжения на этапах нагрева и охлаждения участка поверхностного слоя являются допустимыми

и не приводят к возникновению дефектов в виде трещин и искажению формы. В случае закалки без предварительного подогрева диаметр кольца при остывании становится больше исходного значения на 3 мм, что приводит к остаточным напряжениям, которые рекомендуется снизить за счет процедуры отпуска. Учет изменения коэффициента линейного расширения при моделировании процессов нагрева и упругой деформации позволил более объективно оценить реальную картину изменения кристаллической структуры стали в процессе закалки. Определены возможности управления процессом закалки за счет изменения скорости охлаждения и начального значения температуры кольца.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Гурченко П.С., Солонович А.А. Перспективы применения углеродистых сталей для подшипников и шестерен с упрочнением управляемой объемно-поверхностной закалкой с индукционным нагревом // Литье и металлургия. 2015. № 1 (78). С. 91-97.

2. Шамов А.Н. Бодажков В.А. Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок. 2-е изд., перераб. и доп. Ленинград: Машиностроение, 1974. 280 с.

3. Головин Г.Ф., Зимин Н.В. Технология термической обработки металлов с применением индукционного нагрева.

Ленинград: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1990. 87 с.

4. **Иванцовский В.В.** Расчет скорости роста аустенита при нагреве сталей с использованием концентрированных источников нагрева // Обработка металлов (технология, оборудование, инструменты). 2006. № 4 (33). С. 12-15.

5. **Безменов Ф.В., Зимин Н.В.** Контроль процесса аустенизации при индукционном нагреве под поверхностную закалку цилиндрических объектов // Металлообработка. 2010. № 6 (60). С. 18-27.

6. **Долгих И.Ю., Чекал Г.В., Коновалов М.В.** Моделирование электротепловых процессов индукционного нагрева при поверхностной закалке цилиндрических стальных заготовок // Состояние и перспективы развития электро- и тепло-технологии (XXI Бенардосовские чтения): материалы Междунар. науч.-техн. конф., посв. 140-летию изобретения электросварки Н.Н. Бенардосом. Иваново, 2021. С. 3-6.

7. **Гордеева Э.С., Шрон Л.Б., Богуцкий В.Б.** Анализ причин появления брака на операции поверхностной закалки с нагревом ТВЧ // Вестник науки и образования Северо-Запада России. 2020. Т. 6. № 1. С. 43-49.

8. **Кувалдин А.Б., Лепешкин А.Р.** Исследования теплового и термонапряженного состояния цилиндрических заготовок при скоростном индукционном нагреве // Индукционный нагрев. 2008. № 2. С. 4-13.

9. Марочник сталей и сплавов / М.М. Колосков, Е.Т. Долбенко, Ю.В. Кашпирский и др.; под общ. ред. А.С. Зубченко. Москва: Машиностроение, 2001. 672 с.

10. **Зенкевич О.** Метод конечных элементов в технике. Москва: Мир, 1975. 541 с.

11. **Алексеев А.А., Гринберг Е.М.** Влияние скорости охлаждения при закалке на кинетику низкотемпературного распада мартенсита среднеуглеродистой стали // Физика металлов и металловедение. 2014. Т. 115. № 10. С. 1086-1089.

12. **Девойно О.Г., Жарский В.В., Пилипчук А.П.** Моделирование поверхностной закалки с использованием сканирующего оптоволоконного лазера // Известия Национальной академии наук Беларуси. Серия физико-технических наук. 2018. Т. 63. № 4. С. 435-443.

13. **Кундас С.П., Тонконогов Б.А., Гишкелюк И.А.** Моделирование напряженно-деформированного состояния и твердости стальных изделий при закалке // Актуальные проблемы прочности. Витебск, 2004. С. 10-16.

Базаров Александр Александрович – доктор технических наук, профессор кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Самарского государственного технического университета

Штукатуров Николай Романович – аспирант кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Самарского государственного технического университета

Alexander A. Bazarov – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Industrial Enterprise Power Supply Systems, Samara State Technical University

Nikolay R. Shtukaturov – Postgraduate Student, Department of Industrial Enterprise Power Supply Systems, Samara State Technical University

Статья поступила в редакцию 14.01.25, принята к опубликованию 27.02.25

ЛАЗЕРНАЯ ОБРАБОТКА МНОГОСЛОЙНЫХ ПОКРЫТИЙ НА МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКЕ

А.Я. Зоркин, И.В. Родионов, Н.А. Вавилина

LASER TREATMENT OF MULTILAYER COATINGS ON METAL SUBSTRATES

A.Ya. Zorkin, I.V. Rodionov, N.A. Vavilina

В статье рассмотрена модель лазерной обработки многослойных покрытий на металлической подложке в виде каскада отрезков длинных линий, представляющих каждый слой. Получены зависимости плотности мощности лазера от напряженности поля в нагрузке (металле). Учитывались диэлектрические и омические потери в полупроводниковых слоях. С помощью параметров модели (средней температуры подложки и концентрации свободных электронов) модельные плотности мощности подбирались в соответствии с экспериментом, обеспечивающим плавление приповерхностных слоев металла. Рассмотрены покрытия поверхности нержавеющей стали в виде оксидного слоя, корунда и верхнего слоя из оксида титана толщиной в четверть длины волны лазерного излучения.

Ключевые слова: каскад длинных линий, многослойные покрытия, лазерное импульсное излучение, поверхностное плавление металла

Введение

В настоящее время режимы обработки многослойных покрытий, как правило, подбираются эмпирически. Отсутствие адекватных моделей ограничивает возможности управления структурой, фазовым составом и морфологией покрытий, которые определяют эксплуатационные свойства изделий. Целью данной работы является построение моделей лазерной обработки многослойных покрытий на металлической подложке. Предложенная в данной работе модель представления слоев в виде каскад-

The article discusses a model for processing multilayer coatings on metal substrates in the form of a cascade of long line segments representing each layer. Dependence of the laser power density on the field strength in the load (metal) were obtained. Dielectric and ohmic losses in semiconductor layers were taken into account. Using the model parameters (average substrate temperature and free electron concentration), the model power densities were selected in accordance with the experiment which ensures melting of the near-surface metal layers. The coatings of stainless steel surfaces with an oxide layer, corundum, and a top layer of titanium oxide with a quarter wavelength thickness of laser radiation are considered.

Keywords: cascade of long lines, multilayer coatings, laser pulse radiation, surface melting of metal

но соединенных отрезков длинных линий дает аналогичные результаты для известных моделей взаимодействия электромагнитных волн с пластиной [1, 2], что свидетельствует о применимости предложенной модели для многослойных покрытий. Коэффициент отражения от гладких чистых металлических поверхностей близок к единице. Для уменьшения этого коэффициента на поверхность металла наносят различные покрытия. Отражение и поглощение зависит от толщины, диэлектрических и проводящих свойств этих покрытий. Выбор оп-

тимальных параметров материалов покрытий позволяет существенно снизить отражение и уменьшить мощность лазера, например, для плавления слоев металла, т. е. для наплавки. В процессе наплавки свойства материалов покрытий существенно меняются в зависимости от температуры. Поэтому под параметрами модели понимаются усредненные значения в диапазоне температур от нормальной до температуры плавления. Коэффициент отражения меняется в зависимости от толщины покрытия с периодом порядка длины волны излучения. Поэтому необходимо также усреднение по высоте микронеровностей.

Методика эксперимента

Металлические пластины изготавливались из нержавеющей стали 12Х18Н10Т

и подвергались ультразвуковой очистке, промывке и сушке. Для обработки использовался твердотельный лазер на алюмоиттриевом гранате, активированном неодимом, с длиной волны излучения $\lambda = 1,064$ мкм (частота $3 \cdot 10^{14}$ Гц, круговая частота $1,8 \cdot 10^{15}$ с⁻¹), с диаметром фокусного пятна 0,5 мм в плоскости металлической подложки и длительностью импульса 2 мс в одноимпульсном режиме.

Определение начала плавления металлической подложки в зависимости от покрытия и мощности лазера осуществлялось методом оптической микроскопии с применением микроскопов МБС-10М и Levenhuk D50L NG, а также методом электронной микроскопии с использованием сканирующего электронного микроскопа «Aspex EXplorer» (рис. 1) [3].

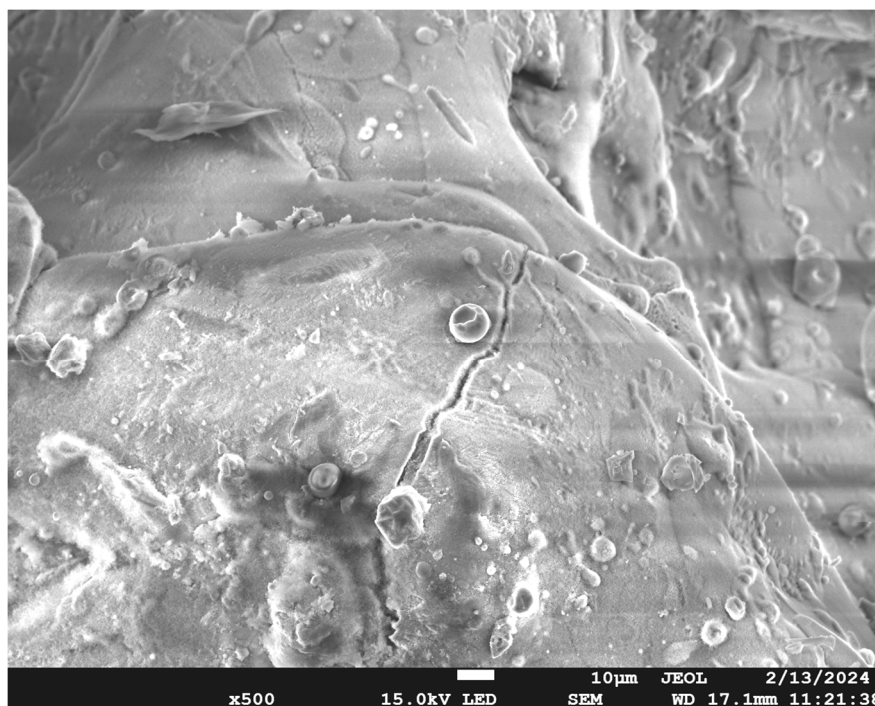


Рис. 1. Плавление покрытия из порошка корунда (Al_2O_3) на подложке из нержавеющей стали при мощности лазерного пучка 800 Вт ($\times 500$)

Металлографический анализ проводился по стандартной методике подготовки и исследования поперечных микрошлифов образцов с определением особенностей объемной структуры (формы и размера зерен, границ раздела фаз, геометрии замкнутых и открытых пор) и толщины поверхностного слоя. При данном анализе применялась про-

грамма «Metallograph», с помощью которой исследовались гранулометрический состав и объемная структура на микроизображениях образцов с установлением размерных параметров частиц и пор. При измерениях толщины получаемых порошковых покрытий дополнительно использовался цифровой толщиномер VOGEL.

Рассматривались три варианта покрытий на поверхности нержавеющей стали:

1. Слой порошкового корунда толщиной 100 мкм и 200 мкм.

2. Слой корунда и верхний слой оксида титана толщиной четверть длины волны излучения (0,2 мкм); слой оксида титана получали напылением титана в вакууме с последующим окислением на воздухе при температуре 300 °С в течение 10 мин.

3. Слой оксида на подложке толщиной 2 мкм, слой корунда и слой оксида титана толщиной четверть длины волны (0,2 мкм). Слой оксида на подложке получали окислением на воздухе при температуре 300 °С в течение 30 мин.

Экспериментально определялась мощность лазера, обеспечивающая начало плавления приповерхностного слоя металла. Плотность мощности равна отношению мощности лазера к площади пятна при диаметре пятна 0,5 мм. Плотность мощности, необходимая для поверхностного плавления металла, определяется из выражения [4]

$$S_m = \frac{(T_m - T_0) \cdot \lambda_m}{\sqrt{a_m \cdot t}}, \quad (1)$$

где T_m и T_0 – температура плавления и начальная температура; a_m – коэффициент температуропроводности металла; λ_m – коэффициент теплопроводности металла; t – время воздействия (длительность импульса принималась равной $2 \cdot 10^{-3}$ с).

Для нержавеющей стали эта плотность мощности равна $S_m = 2,9 \cdot 10^8$ Вт/м². При этом напряженность поля в металле равна $2,7 \cdot 10^5$ В/м согласно выражению

$$E_{T_m} = \sqrt{\frac{2 \cdot S_m}{c_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \text{Re}(n_m)}}, \quad (2)$$

где $\text{Re}(n_m) = 2,97$ – действительная часть показателя преломления металла (см. далее по тексту); c_0 – скорость света в вакууме; ε_0 – диэлектрическая постоянная.

Для всех вариантов покрытий для плавления подложки мощность лазера должна обеспечивать напряженность поля в металле $2,7 \cdot 10^5$ В/м. Экспериментальные значения мощности лазера, обеспечивающие начало плавления металлической подложки, приведены в таблице.

Экспериментальные значения мощности лазера
для плавления металлической подложки

Вариант и толщина покрытия	Мощность лазера, Вт	Плотность мощности лазера в пятне, Вт/м ²
1 $d_3 = 100$ мкм $d_3 = 200$ мкм	447 561	$2,28 \cdot 10^9$ $2,86 \cdot 10^9$
2 $d_3 = 100$ мкм $d_3 = 200$ мкм	450 569	$2,29 \cdot 10^9$ $2,9 \cdot 10^9$
3 $d_3 = 100$ мкм $d_3 = 200$ мкм	323 412	$1,69 \cdot 10^9$ $2,1 \cdot 10^9$

Электродинамическая модель

Представим слои покрытия в виде каскада отрезков длинных линий с нагрузкой в виде металлической подложки, в приповерхностном слое которой напряженность поля E_m и ток I_m (на 1 м²) (рис. 2).

Комплексы напряженности электрического поля и тока (на 1 м²) в приповерхностной области входного слоя, на который падает плоская электромагнитная волна излучения лазера, в стационарном режиме определяются из выражения [5]:

$$M_2 = N_4 \cdot N_3 \cdot N_2 \cdot \begin{pmatrix} E_m \\ I_m \end{pmatrix},$$

где M_{20} , M_{21} – напряженность поля и ток в приповерхностной области входного слоя (0 и 1 – индексы массива).

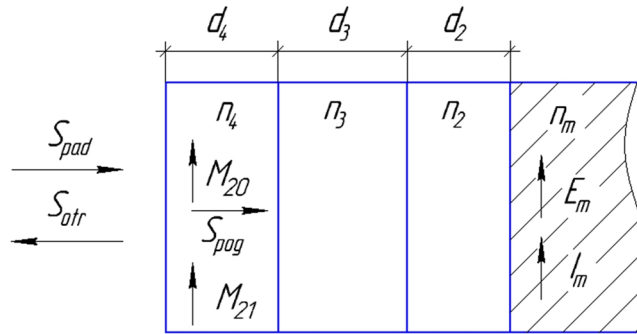


Рис. 2. Схема каскада отрезков длинных линий с нагрузкой в виде металлической подложки

Коэффициенты передачи слоев определяются по формуле вида [5]

$$N_4 = \begin{pmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{pmatrix},$$

где $A_4 = \text{ch}(\gamma_4 \cdot d_4)$; $B_4 = \text{sh}(\gamma_4 \cdot d_4) z_{4v}$;

$$C_4 = \frac{\text{sh}(\gamma_4 \cdot d_4)}{z_{4v}}; \quad D_4 = \text{ch}(\gamma_4 \cdot d_4); \quad z_{4v} = \frac{z_0}{n_{4n}}$$

волновое сопротивление слоя; $z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ –

волновое сопротивление вакуума; μ_0 – магнитная постоянная; $\gamma_4 = -k_0 \cdot n_{4n} i$ – постоянная распространения в слое; k_0 – волновое число вакуума; $n_{4n} = \sqrt{\varepsilon_{4n}}$ – показатель преломления слоя; $\varepsilon_{4n} = 1 + \chi_{ven} + \chi_{ne}$ – относительная диэлектрическая проницаемость

слоя; $\chi_{ven} = \chi_{veo} \cdot \frac{\omega_{gr}^2}{\omega_{gr}^2 - \omega^2 - i \cdot \nu_z \cdot \omega}$ – ди-

электрическая восприимчивость связанных

зарядов; $\omega_{gr} = \sqrt{\omega_{or}^2 - \frac{\omega_{pa}^2}{3}}$ – резонансная

частота колебаний связанных зарядов; ω_{pa} – плазменная частота связанных зарядов; ν_z – частота затухания связанных зарядов;

$\chi_{ne} = \frac{i \cdot \sigma_n}{\varepsilon_0 \cdot \omega}$ – диэлектрическая восприимчи-

вость свободных зарядов; $\sigma_n = \frac{\varepsilon_0 \cdot \omega_{en}^2}{\nu_{tn} - i \cdot \omega}$ –

динамическая

проводимость;

$$\omega_{en} = \sqrt{\frac{e_o^2 \cdot n_e}{\varepsilon_0 \cdot m_o}} \text{ – плазменная частота свободных электронов; } e_o, m_o \text{ – заряд и масса электрона; } n_e \text{ – концентрация свободных электронов; } \nu_{tm} = \frac{V_F}{L_p} \text{ – частота столкновений свободных электронов в металле; } V_F \text{ – скорость Ферми; } \nu_{tn} = \frac{V_n}{L_p} \text{ – частота столкновений свободных электронов в полупроводнике; } V_n = \sqrt{\frac{3 \cdot k_B \cdot T_n}{m_o}} \text{ – тепловая скорость электронов; } L_p = \frac{1}{n_a \cdot S_c} \text{ – длина свободного пробега электронов; } S_c = \frac{h_p^2 \cdot T_n}{M_{mc} \cdot k_B \cdot \theta_D} \text{ – сечение столкновений; } T_n \text{ – температура слоя; } n_a \text{ – концентрация рассеивающих центров; } \theta_D \text{ – температура Дебая; } i \text{ – мнимая единица.}$$

Входное сопротивление многослойного покрытия равно отношению комплексов входного напряжения к току:

$$z_{2in} = \frac{M_{20}}{M_{21}}.$$

Амплитудный коэффициент отражения падающего излучения лазера от покрытия:

$$\rho_{2ot} = \frac{z_{2in} - z_0}{z_{2in} + z_0}.$$

Энергетический коэффициент отражения равен произведению сопряженных амплитудных:

$$R_{2ot} = \rho_{2ot} \cdot \overline{\rho_{2ot}}.$$

На границе вакуума и покрытий сумма комплексов напряженностей падающей и отраженной волн равна комплексу прошедшей волны, отсюда комплекс напряженности падающей волны равен

$$E_{2pad} = \frac{M_{20}}{1 + \rho_{2ot}}.$$

Комплекс напряженности отраженной волны:

$$E_{2ot} = \rho_{2ot} \cdot E_{2pad}.$$

Плотность мощности потока падающего луча лазера (вектор Пойнтинга):

$$S_{2pad} = \frac{c_0 \cdot \varepsilon_0}{2} \left(E_{2pad} \right)^2.$$

Плотность мощности отраженного потока:

$$S_{2otr} = S_{2pad} \cdot R_{2ot}.$$

Плотность мощности прошедшего и поглощенного потока:

$$S_{2pod} = S_{2pad} - S_{2otr}.$$

Поглощенная мощность расходуется на поглощение в покрытии и металле. Металл представляет собой плотную реактивную среду [7]. Плотность мощности, поглощенная в металле (в нагрузке), определяется следующим образом.

Если задан комплекс напряженности поля в металле E_m , то плотность тока равна

$$J_m = \sigma_m \cdot E_m,$$

где σ_m – динамическая проводимость металла.

Ток нагрузки равен произведению плотности тока на глубину проникновения тока в металл [5]:

$$I_m = \delta_m \cdot J_m.$$

Глубина проникновения тока равна

$$\delta_m = \frac{1}{k_0 \cdot \text{Im}(n_m)};$$

где $\text{Im}(n_m)$ – мнимая часть показателя преломления металла.

Показатель преломления металла:

$$n_m = \sqrt{\varepsilon_m}.$$

Диэлектрическая проницаемость металла определяется по приведенным выше соотношениям с подстановкой концентрации электронов в металле:

$$\varepsilon_m = 1 + \chi_{em} + \chi_{me}.$$

Для нержавеющей стали показатель преломления равен

$$n_m = 2,964 + 6,943 i.$$

Плотность мощности, поглощенная в металле (в нагрузке):

$$S_{3m} = \frac{c_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \text{Re}(n_m)}{2} \cdot (E_m)^2,$$

где $\text{Re}(n_m)$ – действительная часть показателя преломления металла.

На рис. 3 показана модельная зависимость плотности мощности электромагнитной волны длиной 1,06 мкм от напряженности поля в металле для однослойного покрытия толщиной 100 мкм. Для плавления поверхностного слоя металла необходима плотность мощности $3 \cdot 10^8$ Вт/м², что соответствует напряженности поля в металле $E_m = 2,7 \cdot 10^5$ В/м. Такие параметры для плавления металла должны быть обеспечены при всех вариантах покрытия. Экспериментальная мощность лазера для плавления металла при однослойном покрытии толщиной 100 мкм составляла 447 Вт, а плотность мощности лазерного пятна при диаметре луча 0,5 мм равна $2,28 \cdot 10^9$ Вт/м². Для подгонки расчетного значения плотности мощности падающего потока к экспериментальному использовали параметры модели: среднюю концентрацию свободных электронов в покрытии и среднюю температуру поверхности в процессе обработки. Расчетные значения

соответствуют экспериментальным значениям при концентрации свободных электронов в покрытии $3 \cdot 10^{24} \text{ м}^{-3}$ и средней температуре поверхности $T_n = 1100 \text{ К}$.

При этом отраженная от покрытия плот-

ность мощности составляет $0,98 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$, а общая поглощенная плотность мощности – $1,3 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$. Поглощение в металле равно $0,3 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$.

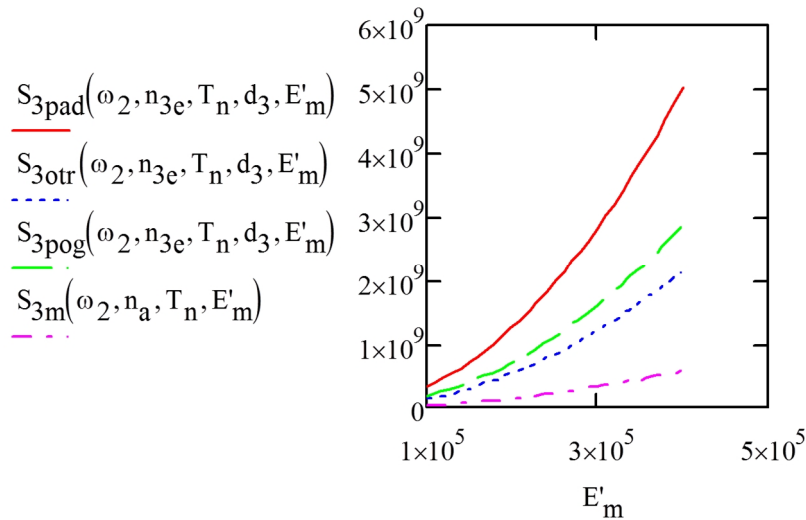


Рис. 3. Модельная зависимость плотности мощности (Вт/м^2) лазерного излучения от напряженности поля (В/м) в металле для однослойного покрытия толщиной 100 мкм :

- 1 – падающая плотность мощности; 2 – отраженная плотность мощности;
3 – общая поглощенная мощность; 4 – поглощенная мощность в металле

При увеличении концентрации свободных электронов в покрытии плотность падающей мощности увеличивается до $3,7 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$, плотность отраженной мощности уменьшается до $0,64 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$, а плотность поглощенной увеличивается до $3,1 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$.

Поглощение в металле равно $0,3 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$.

При увеличении толщины покрытия до 200 мкм падающая плотность мощности увеличивается до $2,86 \cdot 10^9 \text{ Вт/м}^2$ (мощность лазера 561 Вт) за счет увеличения поглощения в покрытии (рис. 4)

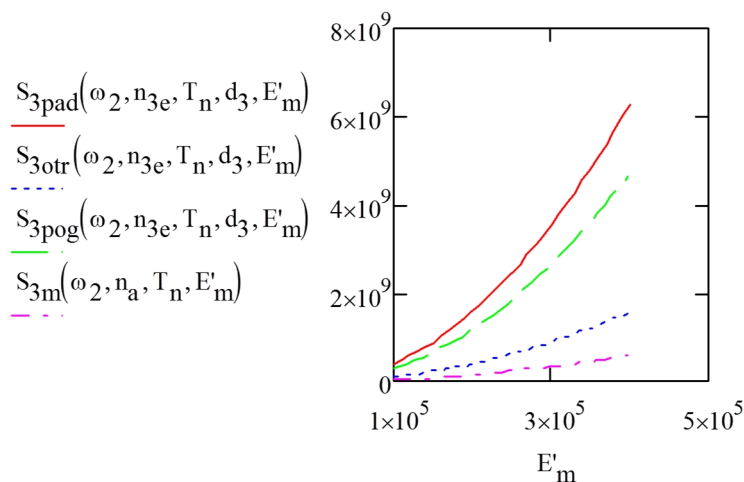


Рис. 4. Модельная зависимость плотности мощности (Вт/м^2) лазерного излучения от напряженности поля (В/м) в металле для однослойного покрытия толщиной 200 мкм :

- 1 – падающая плотность мощности; 2 – отраженная плотность мощности;
3 – общая поглощенная мощность; 4 – поглощенная мощность в металле

Во втором варианте покрытия толщиной 100 мкм плотность падающей мощности равна $2,3 \cdot 10^9$ Вт/м² (450 Вт) (рис. 5). Четвертьволновое покрытие не влияет на мощность лазера для плавления металла. Поглощенная плотность мощности равна $1,3 \cdot 10^9$ Вт/м² и не изменяется.

В третьем варианте покрытия толщиной 100 и 2 мкм плотность падающей мощности равна $1,65 \cdot 10^9$ Вт/м² (323 Вт) (рис. 6). Плотность поглощенной мощности равна $1,27 \cdot 10^9$ Вт/м² и не изменяется. Оксидный слой на металле уменьшает мощность лазера, необходимую для плавления металла.

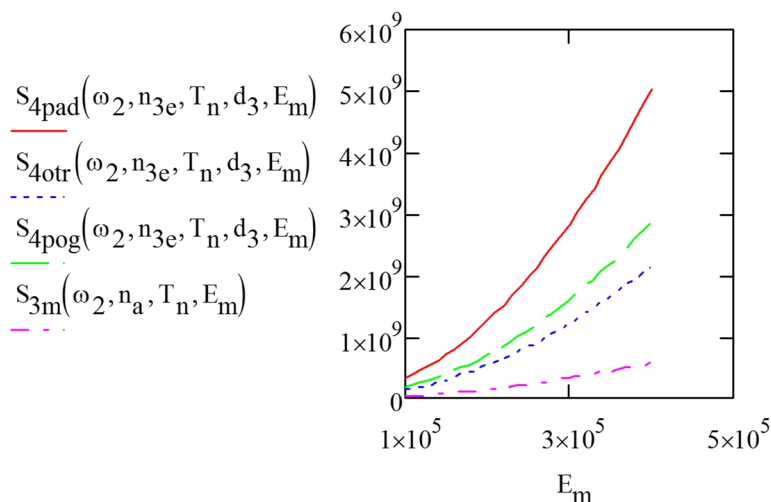


Рис. 5. Модельная зависимость плотности мощности (Вт/м²) лазерного излучения от напряженности поля (В/м) в металле для двухслойного покрытия толщиной 100 мкм:

- 1 – падающая плотность мощности; 2 – отраженная плотность мощности;
3 – общая поглощенная мощность; 4 – поглощенная мощность в металле

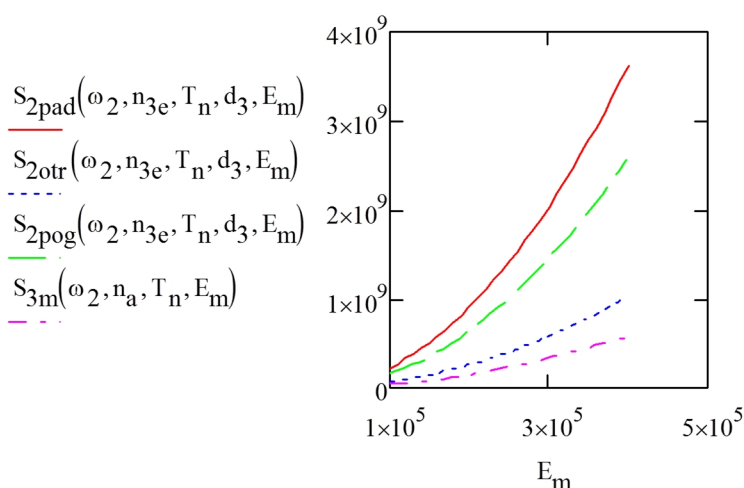


Рис. 6. Модельная зависимость плотности мощности (Вт/м²) лазерного излучения от напряженности поля (В/м) в металле для трехслойного покрытия толщиной 100 мкм:

- 1 – падающая плотность мощности; 2 – отраженная плотность мощности;
3 – общая поглощенная мощность; 4 – поглощенная мощность в металле

При уменьшении частоты до $1,4 \cdot 10^{14}$ с⁻¹ (длина волны 10 мкм) вся падающая мощность расходуется на нагрев покрытия (рис. 7). При плотности мощности лазера $3 \cdot 10^{10}$ Вт/м² покрытие плавится. Напряжен-

ность поля в металле равна 4100 В/м. Отраженная мощность мала. Мощность лазера должна быть при этом 6000 Вт. Такая обработка может быть осуществлена с помощью СО₂ лазера.

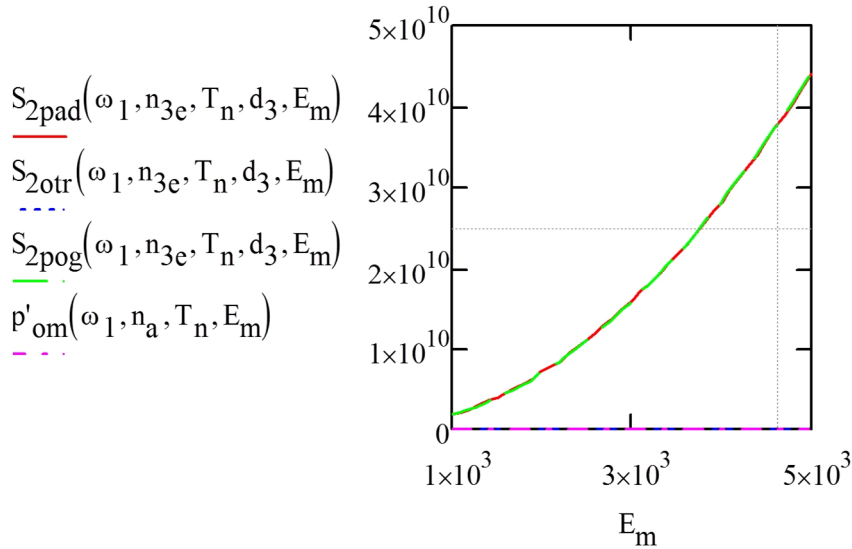


Рис. 7. Модельная зависимость плотности мощности (Вт/м^2) лазерного излучения с длиной волны 10 мкм от напряженности поля (В/м) в металле для однослойного покрытия толщиной 100 мкм:

- 1 – падающая плотность мощности; 2 – отраженная плотность мощности;
3 – общая поглощенная мощность; 4 – поглощенная мощность в металле

Входное сопротивление покрытий как в короткозамкнутой линии с поглощением изменяется в зависимости от толщины покрытия с периодом порядка длины волны (рис. 8).

Коэффициент отражения для однослойного покрытия также изменяется в зависимости от толщины покрытия с периодом порядка длины волны (рис. 9).

Комплексным показателем, характеризующим поглощение в слое, является коэффициент стоячей волны (КСВ) падающе-

го излучения, определяемый по формуле (рис. 10):

$$КСВ_2 = \frac{1 + \sqrt{R_{2ot}}}{1 - R_{2ot}}.$$

С уменьшением КСВ поглощение в покрытии (нагрузке) увеличивается. Для 3 варианта покрытия $КСВ = 1,86$, для второго – $КСВ = 1,98$. Для первого варианта покрытия КСВ колеблется в диапазоне 1,94...2,03 с периодом, равным длине волны излучения.

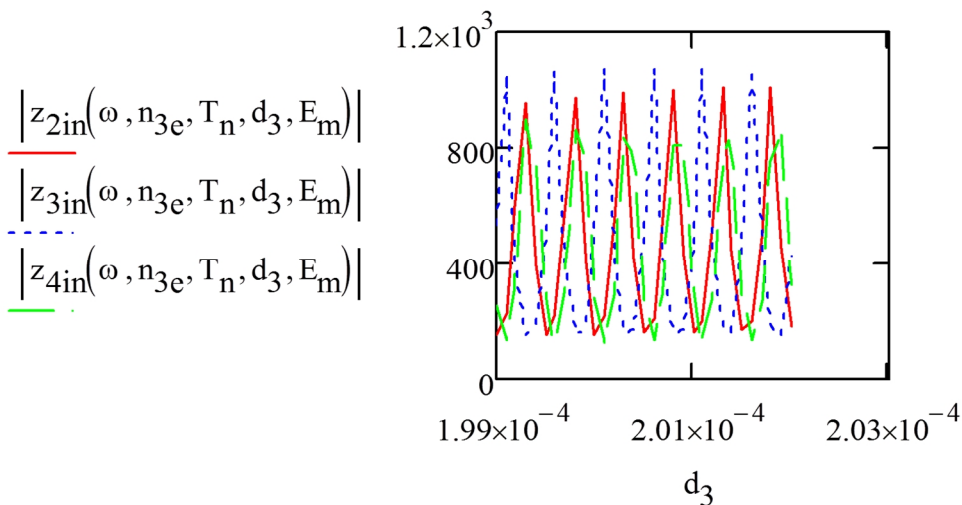


Рис. 8. Зависимость входного сопротивления слоев (Ом) от толщины покрытия (м) для разных экспериментальных вариантов: 1 – 3; 2 – 1; 3 – 2

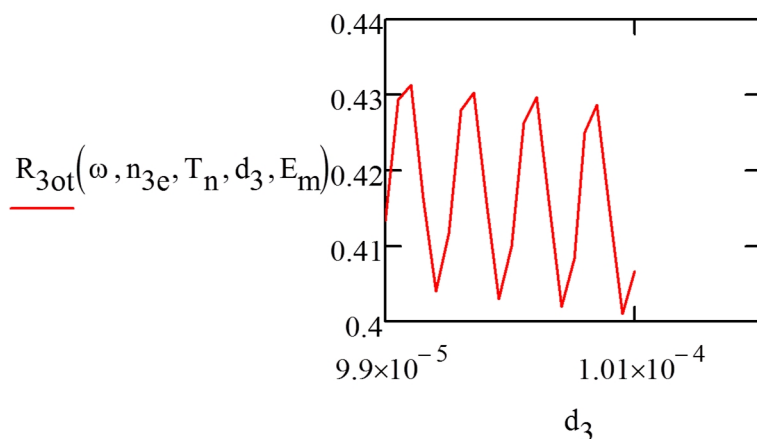


Рис. 9. Зависимость коэффициент отражения для однослойного покрытия от толщины покрытия (м) для варианта 1

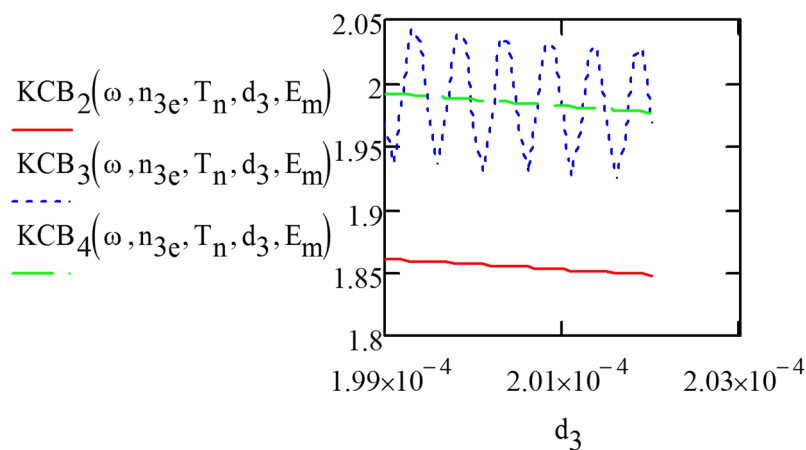


Рис. 10. Зависимость KCB от толщины покрытия (м) при отражении от него для разных экспериментальных вариантов: 1 – 3; 2 – 1; 3 – 2

Закключение

Построена модель лазерной обработки многослойных покрытий на металлической подложке в виде каскадного соединения отрезков длинных линий, имитирующих слои покрытия. Модель позволяет построить зависимость мощности лазера от напряженности поля в металле, являющегося нагрузкой линии. Экспериментальные значения мощности лазера,

необходимые для плавления поверхностного слоя нержавеющей стали, соответствуют расчетным значениям при средней температуре поверхности 1100 К и концентрации свободных электронов в полупроводниковых слоях $3 \cdot 10^{24} \text{ м}^{-3}$. Наличие оксидного слоя на поверхности металла существенно снижает мощность лазера для начала плавления металла.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Гроссе П. Свободные электроны в твердых телах. Москва: Мир, 1982. 270 с.
2. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. 4-е изд. Москва: Физматлит, 2001. 656 с.

2. Зоркин А.Я., Родионов И.В., Устинов П.Н. Тепловая модель и особенности формирования морфологии покрытия оксида алюминия при импульсной лазерной наплавке // Вопросы электротехнологии. 2024. № 2 (43). С. 14-23.

4. Технологические лазеры: справочник: в 2 т. / под ред. Г.А. Абельситова. Москва: Машиностроение, 1991. Т. 1 442 с.

5. **Бессонов Л.А.** Теоретические основы электротехники. Электрические Цепи. 10-е изд. Москва: Гардарики, 2002. 638 с.

6. Установки индукционного нагрева / под ред. А.Е. Слухоцкого. Ленинград: Энергоиздат, 1981. 328 с.

7. **Крауфорд Ф.** Волны. 2-е изд. Москва: Наука, 1976. 528 с.

Зоркин Александр Яковлевич – доктор технических наук, профессор кафедры «Сварка и металлургия» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Родионов Игорь Владимирович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Сварка и металлургия» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Вавилина Надежда Александровна – старший преподаватель кафедры «Сварка и металлургия» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Alexander Ya. Zorkin – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Welding and Metallurgy, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Igor V. Rodionov – Dr. Sc. Tech., Professor, Head: Department of Welding and Metallurgy, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Nadezhda A. Vavilina – Senior Lecturer, Department of Welding and Metallurgy, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 27.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

ОПТИМИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ КАМЕРЫ СВЧ-УСТРОЙСТВ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА, НАПРАВЛЕННАЯ НА ИНТЕНСИФИКАЦИЮ НАГРЕВА ЛИСТОВОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МАТЕРИАЛА

В.А. Коломейцев, А.Р. Железняк, А.Ю. Бычков

OPTIMISATION OF THE WORKING CHAMBER OF WAVEGUIDE-TYPED MICROWAVE DEVICES USED TO INTENSIFY THE HEATING OF DIELECTRIC SHEET MATERIALS

V.A. Kolomeytsev, A.R. Zheleznyak, A.Yu. Bychkov

Предложена методика оптимизации размеров рабочей камеры (РК) СВЧ устройств волноводного типа, направленная на достижение предельно допустимого уровня энергии электрического поля $W_э$ в нагреваемом материале. РК представляет собой отрезок прямоугольного волновода (ПрВ) с двухслойным пластинчатым диэлектрическим заполнением. Нагрев пластины проходит в одномодовом режиме на основной продольной волне Н-типа. В основе методики оптимизации РК лежат результаты комплексных исследований дисперсионных свойств собственных электродинамических параметров и энергии электрического поля в доминантном диапазоне длин волн. Показано, что значение $W_{э\max}$ в диэлектрической пластине достигается на длине волны $\lambda_{\text{тр.1}}$, на которой происходит переход быстрой основной волны в медленную. Показано, что основными критериями оптимизации РК, направленной на интенсификацию СВЧ нагрева листового материала, являются: нахождение $\lambda_{\text{тр.1}}$ в доминантном диапазоне длин волн и равенство рабочей длины волны и $\lambda_{\text{тр.1}}$.

Ключевые слова: оптимизация РК; энергия электрического поля; доминантный диапазон длин волн; критические длины волн; коэффициент замедления волны; электромагнитное поле; прямоугольный волновод; СВЧ устройства волноводного типа; собственные электродинамические

A technique for optimizing the size of the working chamber (WC) of waveguide-type microwave devices is proposed. The technique is aimed at achieving the maximum permissible energy level of the electric field W in the heated material. RC is a segment of a rectangular waveguide with a two-layer plate dielectric filling. The plate is heated in a single-mode regime on the main longitudinal H-type wave. The WC optimization technique is based on the results of comprehensive studies of dispersion properties of intrinsic electrodynamic parameters and electric field energy in the dominant wavelength range. It is shown that the value of $W_{e\max}$ in a dielectric plate is reached at the wavelength of $\lambda_{\text{tr.1}}$, at which the fast main wave transitions to a slow one. It is shown that the main criteria for optimizing WC, aimed at intensifying microwave heating of the sheet material include finding $\lambda_{\text{tr.1}}$ in the dominant wavelength range and equality of the operating wavelength, and $\lambda_{\text{tr.1}}$.

Keywords: WC optimization, electric field energy, dominant wavelength range, critical wavelength, wave deceleration coefficient, electromagnetic field, rectangular waveguide, microwave waveguide type devices, intrinsic electrodynamic parameters, dispersion equations, basic longitudinal wave, principle of po-

параметры; дисперсионные уравнения; основная продольная волна; принцип поляризационной двойственности; необходимое и достаточное условие оптимизации; трансформация электромагнитного поля; медленная и быстрая волна

larization duality, necessary and sufficient optimization conditions, electromagnetic field transformation, slow and fast waves

Определим необходимое и достаточное условие оптимизации рабочей камеры (РК) СВЧ устройств волноводного типа. РК представляет собой ПрВ с двухслойным диэлектрическим пластинчатым заполнением (рис. 1). Диэлектрическая пластина может быть расположена на широкой стенке волновода (рис. 1 б) и его узкой стенке (рис. 1 а). Оптимальная конструкция РК должна обеспечивать максимальную концентрацию энергии электрического поля в диэлектрической пластине, то есть максимум удельной плотности тепловых источников в ней, а также высокое качество готовой продукции. В работе [1] показано, что электродинамические параметры и

структура электромагнитного поля ПрВ, частично заполненного диэлектрическим материалом, обладают дисперсионными свойствами. В связи с этим представляет практический интерес определение длины, на которой достигается $W_{э2\max}$ в волноводных структурах, приведённых на рис. 1. Исследования дисперсионных свойств проводились на основе аналитического решения задачи электродинамики с использованием продольной Х-поляризации ЭМ поля для ПрВ, приведённого на рис. 1 а, и продольной У-поляризации для ПрВ на рис. 1 б. СВЧ термообработка листового материала проводится в одномодовом режиме на основной волне.

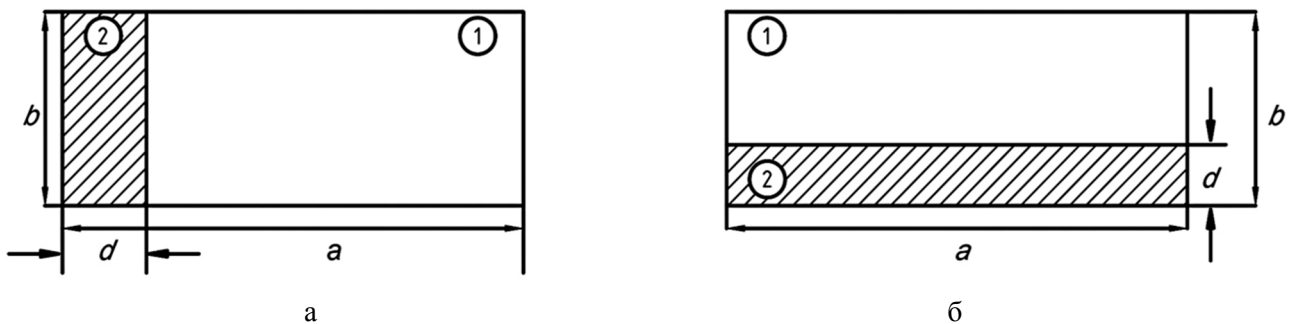


Рис. 1. Поперечное сечение рабочей камеры на основе ПрВ с диэлектрической пластиной у узкой стенки волновода – а, и на широкой стенке волновода – б

Основной волной РК на рис. 1 а является продольная магнитная волна H_{10} , а РК на рис. 1 б – продольная магнитная волна H_{01} . Обе волны являются невырожденными волнами. Исследования дисперсионных свойств собственных электродинамических параметров и энергии электрического поля (ЭП) проводились в доминантном диапазоне длин волн – $\lambda_{кр.2} \leq \lambda \leq \lambda_{кр.1}$, где $\lambda_{кр.1}$, $\lambda_{кр.2}$ – критические длины волны основного и первого высшего типа волн. Методика определения $\lambda_{кр.1}$, $\lambda_{кр.2}$ ПрВ, приведённых

на рис. 1, подробно описана в работах [2, 3]. Особый интерес представляют дисперсионные свойства энергии ЭП в диэлектрической пластине и определение длины волны, на которой достигается предельно допустимый уровень энергии ЭП, которая однозначно определяет удельную плотность тепловых и источников в ней. В работах [2, 3] проведено исследование энергии ЭМ $W_{э2}(\lambda)$ РК приведённых на рис. 1. Показано, что величина $W_{э2\max}$ существенно зависит от положения длины волны $\lambda_{тр.1}$ в разрешенном диапа-

зоне длин волн – $\lambda < \lambda_{кр.1}$. Так, при нахождении $\lambda_{тр.1}$ вне доминантного диапазона – $\lambda < \lambda_{кр.2}$, когда в ПрВ рис. 1 в доминантном диапазоне распространяется только быстрая основная волна энергия $W_{э2}(\lambda)$ монотонно нарастает при увеличении λ , достигая максимума при $\lambda = \lambda_{кр.1}$. В воздушной прослойке ПрВ наблюдается противоположная картина. Максимум энергии $W_{э1max}$ в данной среде достигается при $\lambda = \lambda_{кр.2}$. Представляют интерес дисперсионные характеристики $W_{э2}(\lambda)$ и $W_{э1}(\lambda)$ при распространении в доминантном диапазоне медленной волны. При нахождении $\lambda_{тр.1}$ в доминантном диапазоне может распространяться быстрая волна при $-\lambda_{тр.1} < \lambda < \lambda_{кр.1}$ и медленная волна при $\lambda_{кр.2} < \lambda < \lambda_{тр.1}$. При этом доминантном диапазоне возникают два экстремума $W_{э2}(\lambda)$ при $\lambda_{тр.1}$ и $\lambda_{кр.1}$ [4]. Заметим, что $W_{э2}(\lambda_{тр.1}) < W_{э2}(\lambda_{кр.1})$. В связи с этим возникает вопрос: при каком значении $\lambda_{тр.1}$ достигается максимальный эффект интенсификации СВЧ нагрева листового металла. Это принципиально важно для оптимизации РК на основе ПрВ для конкретного листового материала.

Практическая реализация оптимизации РК возможна на основе результатов комплексного исследования дисперсионных свойств собственных электродинамических параметров и ЭМ поля основной волны. Для этого необходимо для заданно-

го листового диэлектрического материала определить: критические длины основного и первого высшего типа волн – $\lambda_{кр.1}$, $\lambda_{кр.2}$, определяющие доминантный диапазон длин волн; коэффициент замедления

$$\text{основной волны} - K_{зам} = \frac{c}{v_{\phi}} = \frac{\beta_c}{\omega}, \text{ где } \beta -$$

постоянная распространения волны; c – скорость света в вакууме; ω – круговая частота; длину волны – $\lambda_{тр.1}$, на которой происходит переход быстрой волны в медленную при $K_{зам} = 1$. Определение данных параметров и их дисперсионных свойств проводится посредством решения дисперсионных уравнений для Н-типов волн:

$$\frac{\operatorname{tg} \eta(\lambda)}{\eta(\lambda)} = \vartheta_1 \cdot \frac{\operatorname{tg} \xi(\lambda)}{\xi(\lambda)}; \text{ для } K_{зам} < 1; \quad (1)$$

$$\frac{\operatorname{tg} \eta(\lambda)}{\eta(\lambda)} = \vartheta_1 \cdot \frac{\operatorname{th} \xi(\lambda)}{\xi(\lambda)}; \text{ для } K_{зам} > 1,$$

где $\eta = k_{y2} \cdot d$; $\xi = k_{y1} \cdot (b - d)$ для ПрВ на рис. 1 б и $\eta = k_{y2} \cdot d$; $\xi = k_{x1} \cdot (a - d)$ для ПрВ на рис. 1 а; $\vartheta_1 = (a - d)/d$.

Для конкретизации волновых чисел η и ξ дополнительно используются дисперсионные уравнения, являющиеся следствием решения задачи электродинамики методами частичных областей и разделения переменных [4]:

$$\omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 = K_{y1}^2 + \beta_{mn}^2; \text{ для } q = 1, \quad (2)$$

$$\omega^2 \epsilon_2 \mu = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \cdot \epsilon'_2 = \beta_{mn}^2 + K_{y2}^2; \text{ для } q = 2.$$

Особый интерес представляют дисперсионные свойства энергии ЭП в диэлектрической пластине в доминантном диапазоне волн, которая определяет удельную плотность тепловых источников в ней. В работах [2, 3] показано, что для ПрВ на рис. 1 элек-

трическое поле основной продольной волны H_{10} и H_{01} определяется составляющей E_{yq} для волны H_{01} и E_{xq} для волны H_{10} . Согласно принципу поляризационной двойственности [5], величины E_{yq} и E_{xq} определяются следующими соотношениями:

$$E_{yq} = j \frac{\omega \mu}{K_1^2} \cdot \frac{\partial H_{xq}}{\partial z}; \quad \text{для ПрВ на рис. 1 б}; \quad (3)$$

$$E_{xq} = j \frac{\omega \mu}{K_1^2} \cdot \frac{\partial H_{yq}}{\partial z}; \quad \text{для ПрВ на рис. 1 а},$$

где $K_x^2 = K_{xq}^2 + \beta_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \beta_{mn}^2$ для волны

$H_{01} \rightarrow K_x = \beta_{01}$ и $K_y^2 = K_{yq}^2 + \beta_{mn}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta_{mn}^2$

для волны $H_{10} \rightarrow K_y = \beta_{10}$. Решая волновое уравнение Гельмгольца для H_{yq} и удовлетворяя стандартным граничным условиям [6], получим

$$H_{yq}(y) = b_{2q} \sin(k_{y2}y); \quad \text{для волны } H_{01} \text{ ПрВ на рис. 1 б}, \quad (4)$$

$$H_{xq}(x) = a_{2q} \sin(k_{x2}x); \quad \text{для волны } H_{10} \text{ ПрВ на рис. 1 а}.$$

Соотношения (3), (4) позволяют определить структуру электрического поля основной волны ПрВ, приведенных на рис. 1, а также дисперсионные свойства энергии ЭП в заданных волноводах.

Электрическое поле основной волны H_{01} ПрВ, приведённого на рис. 1 б, определяется одной составляющей вектора напряженности $E_{yq}(\lambda)$, которая имеет вид

$$E_{y2}(y) = b_2 \cdot \frac{\omega \mu \beta}{\beta_{01}} \sin(k_{y2}y); \quad \text{для } q = 2, \quad (5)$$

$$\begin{cases} E_{y1}(y) = b_1 \cdot \frac{\omega \mu}{\beta_{01}} b_2 \cdot \frac{\sin(k_{y1}(b-y))}{\cos(k_{y1} \cdot b)}; & \text{при } K_{y1}^2 > 0; \\ E_{y1}(y) = j b_1 \cdot \frac{\omega \mu}{K_{n_x}^2} \cdot \frac{\text{sh}(k_{y1}|(b-y)|)}{\text{ch}|k_{y1}| \cdot b}; & \text{при } K_{y1}^2 < 0; \end{cases} \quad \text{для } q = 1.$$

Соотношения (5) удовлетворяют граничным условиям на внутренней металлической поверхности ПрВ при $y = 0$ и $y = b$. Удовлетворим соотношение (5) краевому условию на границе раздела сред при $y = d$:

$$E_{y1}(y) = E_{y2}(y) \Big|_{y=d}. \quad (6)$$

Подставляя соотношения (5) в граничное условие (6), получим следующие соотношения, связывающие между собой коэффициенты b_1 и b_2 , что позволяет представить структуру электрического поля в различных средах через единую амплитуду, что упрощает решение задачи оптимизации РК:

$$\begin{aligned} b_1 &= b_2 \cdot \frac{\sin(k_{y2}d) \cdot \cos(k_{y1}b)}{\sin(k_{y1} \cdot (b-d))}; \quad \text{при } K_{y1}^2 > 0; \\ b_1 &= b_2 \cdot \frac{\sin(k_{y2}d) \cdot \text{ch}(|k_{y1}|b)}{\text{sh}(|k_{y1}| \cdot (b-d))}; \quad \text{при } K_{y1}^2 < 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Для решения задачи оптимизации РК необходимо исследовать влияние размеров ПрВ на энергию электрического поля $W_{эq}$ в каждой диэлектрической среде посредством классического соотношения [5]:

$$W_{э2}(\lambda, y) = \left(b_2 \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{K_{зам}} \right)^2 \varepsilon'_2 \cdot \sin^2(k_{y2}y); \quad (9)$$

$$\begin{cases} W_{y1} = \left(b_2 \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{K_{зам}^2} \right)^2 \left(\frac{\sin(K_{y2} \cdot d)}{\sin(K_{y1}(b-d))} \right)^2 \cdot \sin^2(K_{y1}(b-y)); & \text{при } K_{y1}^2 > 0 \\ W_{y1}(y, \lambda) = \left(b_2 \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{1}{K_{зам}} \right)^2 \left(\frac{\sin(K_{y1} \cdot d)}{\text{sh}(K_{y1}(b-d))} \right)^2 \cdot \text{sh}^2(K_{y1}(b-y)); & \text{при } K_{y1}^2 < 0. \end{cases}$$

Соотношения (9) позволяют исследовать неравномерность распределения энергии электрического поля в нагреваемой пластине, то есть тепловых источников в ней, и процесс трансформации ЭМ поля в воздушной прослойке, а также перераспределение энергии между диэлектрическими слоями в доминантном диапазоне длин волн. Данные исследования позволяют определить пути повышения качества СВЧ термообработки листовых материалов СВЧ нагревательных устройств волноводного типа.

В работах [2, 6] показано, что исследование влияния размеров РК на ее дисперсионные характеристики и положение длины волны $\lambda_{mp.1}$ в доминантном диапазоне длин волн, что принципиально при оптимизации

$$\overline{W}_{эq}(x) = \varepsilon_q |E_{yq}(y)|^2 = E_{yq}(y) E_{yq}^*(y), \quad (8)$$

где $E_{yq}^*(y)$ – комплексно-сопряженная величина $E_{yq}(y)$. Подставляя в соотношение (8) значения $E_{yq}(y)$ из (5) и учитывая соотношение (7), получим

РК, направленной на интенсификацию СВЧ нагрева листовых материалов, целесообразно использовать средние значения энергии ЭП в поперечном сечении каждого диэлектрического слоя, которые определяются на основе теоремы о среднем значении функции [7] следующим образом:

$$\overline{W}_{э2}(\lambda) = \frac{1}{d} \int_0^d W_{э2}(y, \lambda) dy; \quad \text{для } q = 2; \quad (10)$$

$$\overline{W}_{э1}(\lambda) = \frac{1}{(b-d)} \int_d^b W_{э1}(y, \lambda) dy; \quad \text{для } q = 1.$$

Подставляя в соотношения (10) значения $W_{эq}(y)$ из (9), получим после их интегрирования:

$$\overline{W}_{э2}(\lambda) = B \cdot \frac{1}{K_{зам}^2(\lambda)} \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\eta(\lambda)}{\sin \eta(\lambda)} \right); \quad (11)$$

$$\begin{cases} \overline{W}_{э1}(\lambda) = B \cdot \frac{1}{K_{зам}^2(\lambda)} \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\xi(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right) \cdot \left(\frac{\sin \eta(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right)^2; & \text{при } K_{y1}^2 > 0 \\ \overline{W}_{э1}(\lambda) = B \cdot \frac{1}{K_{зам}^2(\lambda)} \cdot \left(\frac{\text{sh } 2\xi(\lambda)}{2\xi(\lambda)} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\sin \eta(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right)^2; & \text{при } K_{y1}^2 < 0; \end{cases}$$

где $K_{зам} = \beta c/\omega$ – коэффициент замедления основной продольной волны H_{01} ; β – постоянная распространения волны; ω – кру-

говая частота; $\text{sh } \xi$ – гиперболическая тригонометрическая функция синус; $\eta = K_y d$, $\xi = K_{y1}(b-d)$ – волновые числа, определяю-

щие собственные электродинамические параметры и структуру ЭМ поля. Соотношения (11) определяют собственное электрическое поле основной волны H_{01} . Реальное ЭМ поле определяется решением задачи возбуждения.

$$F_2(\lambda) = \frac{\bar{W}_{\vartheta 2}(\lambda)}{B} = \frac{\varepsilon'_2}{K_{зам}^2} \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\eta(\lambda)}{2\eta(\lambda)} \right); \quad (12)$$

$$\begin{cases} F_1(\lambda) = \frac{\bar{W}_{\vartheta 1}(\lambda)}{B} = \frac{1}{K_{зам}^2} \cdot \left(\frac{\sin \eta(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\xi(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right); & \text{для } K_{y1}^2 > 0 \\ F_1(\lambda) = \frac{\bar{W}_{\vartheta 1}(\lambda)}{B} = \frac{1}{K_{зам}^2} \cdot \left(\frac{\sin \eta(\lambda)}{\sin \xi(\lambda)} \right)^2 \cdot \left(\frac{\operatorname{sh} 2\xi(\lambda)}{2\xi(\lambda)} - 1 \right); & \text{для } K_{y1}^2 < 0. \end{cases}$$

В табл. 1 приведены значения $F_2(\lambda)$ для ПрВ сечением 45×90 мм с пластиной толщиной $\frac{d}{b} = 0,2$ и диэлектрической проницаемостью материала $\varepsilon'_2 = 4, 16, 25$. Из анализа полученных данных следует, что величина $F_2(\lambda)$ возрастает при увеличении λ , достигая максимума при $\lambda = 0,85 \lambda_{кр.1}$, которая определяет верхнюю границу диапазона устойчивого одномодового режима термообработки [9],

Однако данные соотношения позволяют провести исследование дисперсионных свойств РК, приведённых на рис. 1 б, и решить задачу оптимизации РК. Для этого удобнее использовать соотношения:

при этом значение $F_{2\max}$ увеличивается с ростом ε'_2 . Аналогичная картина наблюдается при увеличении толщины пластины. Необходимо отметить, что предельно допустимый уровень $F_2(\lambda)$ достигается при $\lambda_{раб} = \lambda_{тр.1} = 0,85 \lambda_{кр.1}$ ($\lambda_{раб}$ – рабочая длина волны РК). Данное условие является основополагающим процесса оптимизации РК, направленной на интенсификацию СВЧ нагрева листовых диэлектрических материалов.

Таблица 1 – Значения $F_2(\lambda)$ для ПрВ сечением 45×90 мм с пластиной толщиной $d/b = 0,2$ и диэлектрической проницаемостью материала $\varepsilon'_2 = 4, 16, 25$

$\varepsilon'_2 = 4$	λ , см	9,0	8,0	7,0	6,0	5,6
	η	1,16	1,35	1,48	1,66	1,71
	ξ	2,24	2,09	1,85	1,01	0,8
	$K_{зам}$	0,48	0,69	0,82	0,96	1,04
	$F_2(\lambda)$	12,9	7,01	5,54	4,53	3,97
$\varepsilon'_2 = 16$	λ , см	12,7	11,0	9,0	8,0	7,1
	η	1,72	1,82	2,1	2,26	2,32
	ξ	0	2,52	5,04	7,2	8,3
	$K_{зам}$	1,0	1,58	2,24	2,52	2,77
	$F_2(\lambda)$	17,4	7,52	4,0	3,2	2,6
$\varepsilon'_2 = 25$	λ , см	16,1	15	13	10	7,6
	η	1,72	1,82	2,0	2,21	2,43
	ξ	0	1,68	3,42	6,44	11
	$K_{зам}$	1,0	1,45	2,2	3,13	3,8
	$F_2(\lambda)$	27,3	13,4	6,15	3,12	2,1

Таким образом, выполнение условия $\lambda_{раб} = \lambda_{кр.1} = \lambda_{тр.1}$ является основным кри-

терием оптимизации РК СВЧ нагревательных устройств волноводного типа. Как следует из данных табл. 1, данное условие вы-

полняется для диэлектрической пластины с $\varepsilon'_2 = 16$ и $\varepsilon'_2 = 25$, что позволяет не только достичь $F_{2\max}$, но и обеспечить концентрацию практически всей энергии электрического поля в нагреваемой пластине. В работах [1-3] подробно описана методика определения $\lambda_{кр.1}^*$ доминантного диапазона, в котором обеспечивается устойчивый одномодовый режим термообработки. Сравним полученное значение $\lambda_{кр.1}^*$ и $\lambda_{тр.1}$. Если данные значения не совпадают, то необходимо увеличить размер широкой стенки волновода – a и провести решение задачи оптимизации РК во втором приближении. Решение проводится до достижения равенства $\lambda_{тр.1} = \lambda_{кр.1}^*$, что и определяют оптимальные размеры РК и рабочую длину волны. Данный подход решения оптимизации РК справедлив для ПрВ с диэлектрической

пластиной, расположенной у узкой стенки волновода. Отличие заключается в величине $\lambda_{кр.1}^*$ и $\lambda_{тр.1}$. Условие оптимизации при этом остается неизменным – $\lambda_{тр.1} = \lambda_{кр.1}^*$.

Длина волны трансформации ЭМ поля в воздушной прослойке ПрВ $\lambda_{тр.1}$ определяется из дисперсионного уравнения (1). Условием определения $\lambda_{тр.1}$ является $\varepsilon = K_{y1}(b - d) = 0$. Это приводит искомое дисперсионное уравнение к уравнению

$$\operatorname{tg} \eta = \vartheta_1 \cdot \eta; \text{ при } \lambda = \lambda_{тр.1}. \quad (14)$$

Уравнение (14) позволяет определить $\eta(\lambda_{тр.1})$ для различных толщин диэлектрической пластины. В табл. 2 приведены значения $\eta(\lambda_{тр.1})$ для различных d/b .

Таблица 2 – Значения $\eta(\lambda_{тр.1})$ для различных d/b

d/b	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
η	1,64	1,72	1,81	1,31	2,02
d/b	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
η	2,17	2,35	2,57	2,83	3,14

Необходимо отметить, что дисперсионное уравнение (14) и данные табл. 2 справедливы и для ПрВ с диэлектрической пластиной, расположенной у узкой стенки волновода. Для этого необходимо в табл. 2 поменять d/b на d/a . При этом $\eta = K_{x2}d$, $\xi = K_{x1}(a - d)$. Значение волнового числа $\eta(\lambda_{тр.1})$ позволяет определить величину $\lambda_{тр.1}$. Для этого используем дисперсионные уравнения. Из первого уравнения (2) при $m = 0$; $K_{y1} = 0$ следует $\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 = \beta^2$ и, подставляя данное соотношение во второе дисперсионное уравнение для диэлектрической пластины, получим

$$\lambda_{тр.1} = \frac{2\pi}{\eta(\lambda_{тр.1})} \cdot d \cdot \sqrt{\varepsilon'_2 - 1}. \quad (15)$$

Уравнение (15) справедливо для ПрВ с двухслойным диэлектрическим пластинчатым заполнением. Более удобным на практике является приведенное дисперсионное уравнение:

$$\frac{\lambda_{тр.1}}{b} = \frac{2\pi}{\eta(\lambda_{тр.1})} \cdot \frac{d}{b} \cdot \sqrt{\varepsilon'_2 - 1}. \quad (16)$$

Соответственно для ПрВ с диэлектрической пластиной у узкой стенки волновода, необходимо в уравнении (15) поменять величину b на a . В табл. 3 приведены значения $\lambda_{тр.1}/a$ для различных ε'_2 и d/b , в уравнении (16) заменить величину b на a . В таблице приведены значения $\lambda_{тр.1}/a$ для различных ε'_2 и $d/b = 0,1, 0,2, 0,4, 0,6$ пластины в ПрВ сечением 45×90 мм.

Таблица 3 – Значения $\lambda_{mp.1}/a$ для различных ε'_2 и d/b

d/b	ε'_2							
	4	9	16	25	36	49	64	81
0,1	3,0	4,9	6,7	8,47	10,23	12	13,7	15,4
0,2	5,7	9,26	12,8	16,1	19,5	22,8	26,1	29,4
0,3	8,13	13,3	18,2	23	27,7	32,5	37,2	42
0,4	10,3	16,8	23	29	35	41	47	53
0,6	14,6	23,8	32,5	41,2	49,7	59,2	66,6	75

Оптимальные размеры РК однозначно определяются рабочей длиной волны, на которой проводится СВЧ термообработка. При этом необходимо учитывать, что для целей СВЧ энергетики выделены четыре частоты – $\nu = 2450, 2375, 915, 433$ МГц $\pm 2,5\%$ ($\lambda = 12,24, 12,63, 32,8, 69,3$ см $\pm 2,5\%$). Наиболее распространённой является длина волны – $\lambda = 12,24$ см, на которой работают практически все микроволновые печи, а также большая часть СВЧ-устройств волноводного типа. Это связано с тем, что выходное сечение источника СВЧ мощности микроволновой печи представляет собой прямоугольный волновод сечением 45×90 мм. Использование плавных согласующих волноводных переходов

позволяет осуществить неотражающую передачу СВЧ мощности в РК.

Используя достаточное условие оптимизации РК – $\lambda_{раб} = \lambda_{mp.1}$, представим соотношение (15) в виде

$$\lambda_{раб.} = \frac{2\pi}{\eta} \cdot d \cdot \sqrt{\varepsilon'_2 - 1}. \quad (17)$$

Соотношение (17) явно не зависит от размеров ПрВ. Однако величина волнового числа η согласно уравнению (14) зависит от величины ϑ , которая напрямую зависит от геометрии ПрВ, а именно: согласно данным табл. 2, от d/b . В связи с этим более общим параметром является отношение

$$\frac{\lambda_{раб.}}{b} = \frac{2\pi}{\eta} \cdot \frac{d}{b} \cdot \sqrt{\varepsilon'_2 - 1}. \quad (18)$$

Таблица 4

$\lambda_{раб.}$	d/b	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$\lambda_{раб.} = 12,24$ см	d , см	0,45	0,9	1,35	1,8	2,25	2,7	3,15
	ε'_2	51,6	14,8	7,8	5,3	4,1	3,45	3,1
$\lambda_{раб.} = 32,8$ см	d , см	1,2	2,4	3,6	4,8	6,0	7,2	8,4
	ε'_2	52	15	7,8	5,3	4,1	3,45	3,1
$\lambda_{раб.} = 69,3$ см	d , см	2,5	5,0	7,5	10	12,5	15	17,5
	ε'_2	53,4	15,4	8,1	5,3	4,2	3,55	3,2

В работе [9] установлено, что для каждой рабочей длины волны существует стандартный ПрВ, который максимально подходит для создания РК, приведённых на рис. 1.

Так, для $\lambda_{раб} = 12,24$ см – это волновод сечением 90×45 см, для $\lambda_{раб} = 32,8$ см этого волновод 24×12 см, для $\lambda_{раб} = 69,3$ см – волновод 50×25 см. Поскольку толщина – d и ε'_2 диэлектрической пластины,

приведённые в табл. 4, получены при условии $\lambda_{раб} = \lambda_{тр.1}$, указанные волноводы являются оптимальными для СВЧ нагрева на основной продольной волне H_{01} .

Заметим, что в табл. 4 отсутствует длина волны $\lambda_{раб} = 12,64$ см ($\nu = 2375$ МГц) для которой также как для $\lambda_{раб} = 12,24$ см оптимальным является волновод сечением – 90×45 см.

Таблица 5 – Данные для ПрВ с диэлектрической пластиной у узкой стенки волновода

$\lambda_{раб.}$	d / a	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
$\lambda_{раб.} = 12,24$ см	d , см	0,9	1,6	2,7	3,6	4,5	5,4	6,9
	ε'_2	13,7	4,5	2,8	2,11	1,8	1,66	1,54
$\lambda_{раб.} = 32,8$ см	d , см	2,4	4,8	7,2	9,6	12	14,4	16,8
	ε'_2	13,8	4,53	2,8	2,15	1,8	1,56	1,58
$\lambda_{раб.} = 69,3$ см	d , см	5,0	10	15	20	25	30	35
	ε'_2	14,3	4,6	2,8	2,17	1,14	1,66	1,58

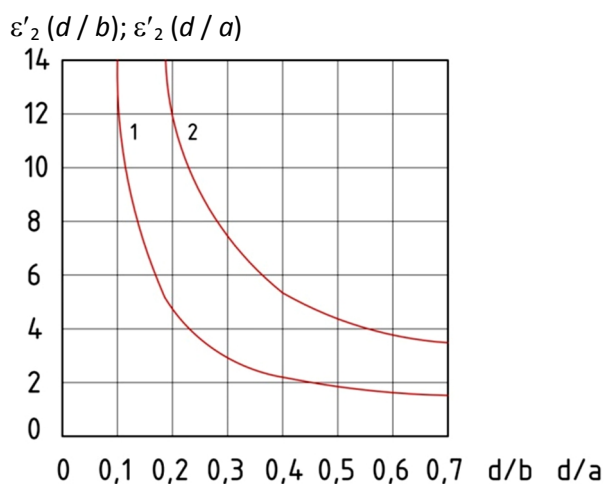


Рис. 2. Зависимость $\varepsilon'_2(d/b)$ (кривая 2) и $\varepsilon'_2(d/a)$ (кривая 1) ПрВ на рис. 1 б и ПрВ на рис. 1 а

В табл. 5 приведены аналогичные данные для ПрВ с диэлектрической пластиной у узкой стенки волновода (рис. 1 а). Общим свойством табл. 3, 4 является уменьшение ε'_2 при увеличении d/b и d/a . Это связано с резким увеличением коэффициента заполнения d/b к d/a в 7 раз, в то время как волновое число η – в 1,44 раза. Уникальным является то, что характеристики $\varepsilon'_2(d/a)$ в табл. 4 для различных разрешенных длин волн практически совпадают.

То же самое справедливо и для аналогичных характеристик в таблице 4. Данное обстоятельство позволяет несколько упростить процесс оптимизации РК.

Процесс оптимизации РК начинается с определения длины волны $\lambda_{тр.1}$ для заданного листового диэлектрического материала и базового ПрВ для каждой рабочей длины волны (табл. 4, 5) и сравнение её с длиной волны $\lambda_{кр.1}^*$. Базовый волновод определяется по минимуму – $\Delta\lambda = \lambda_{кр.1}^* - \lambda_{тр.1}$ и, соответственно, устанавливается $\lambda_{раб.}$. Если при этом оказалось, что $\lambda_{кр.1}^* > \lambda_{тр.1}$ то необходимо увеличить внешние размеры базового ПрВ, что приведёт к уменьшению d/b (при $d = \text{const}$) и, соответственно, к уменьшению волнового числа η в соотношении (16) и увеличению $\lambda_{тр.1}$. Решение заканчивается при достижении равенства – $\lambda_{раб} = \lambda_{тр.1} = \lambda_{кр.1}^*$.

Таким образом, предложенный подход оптимизации рабочей камеры позволяет интенсифицировать СВЧ нагрев листовых диэлектрических материалов (сушка шпона ценных пород древесины, строительных смесей, вулканизация теплоизоляционных материалов и др.) в СВЧ нагревательных устройствах волноводного типа.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Коломейцев В.А., Ковряков П.В., Дрогайцева О.В.** Интенсификация процесса термообработки листовых диэлектрических материалов в СВЧ устройствах на основе прямоугольного волновода // Вопросы электротехнологии. 2024. № 1 (42). С. 5-13.
2. Определение длины волны, на которой достигается максимум энергии электрического поля основной продольной Н10 волны прямоугольного волновода с диэлектрической пластиной, расположенной в Е-плоскости волновода / В.А. Коломейцев, П.В. Ковряков, В.П. Мещанов, К.А. Саяпин // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 8. С. 162-173.
3. **Коломейцев В.А., Ковряков П.В., Мещанов В.П.** Электродинамические свойства прямоугольного волновода с диэлектрической пластиной, расположенной в центре его широкой стенки // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 6. С. 149-157.
4. **Анго А.** Математика для электро- и радиоинженеров. Москва: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1966. 543 с.
5. **Пименов Ю.В., Вольман В.Н.** Техническая электродинамика. Москва: Радио и связь, 2000. 536 с.
6. **Егоров Ю.В.** Частично заполненные прямоугольные волноводы. Москва: Энергия, 1967. 216 с.
7. **Камке Э.** Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. Москва: Наука, 1976. 576 с.
8. **Баринев Д.А., Коломейцев В.А., Посадский В.Н.** Определение собственных электродинамических параметров прямоугольного резонатора с двухслойным диэлектрическим заполнением // Радиотехника. 2014. № 10. С. 41-46.
9. **Фельдштейн Д.Л., Явич А.Р., Смирнов В.П.** Справочник по элементам волноводной техники. Москва: Сов. радио, 1967. 652 с.

Коломейцев Вячеслав Александрович – доктор технических наук, профессор, заслуженный деятель науки РФ, г. Саратов, Россия

Железняк Алексей Робертович – кандидат технических наук, соискатель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Бычков Андрей Юрьевич – соискатель кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Vyacheslav A. Kolomeytsev – Dr. Sc. Tech., Professor, Honored Scientist of the Russian Federation, Saratov, Russia

Alexey R. Zheleznyak – PhD applicant, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Andrey Yu. Bychkov – PhD applicant, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 28.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 531.787.91; 537.582; 621.9.044

ИМПУЛЬС ДАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНОЙ УДАРНОЙ ВОЛНЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЗРЫВА ПРОВОДНИКОВ В ТРУБЕ

А.Л. Суркаев

EFFECTS OF EXPLOSION SHOCK WAVE PRESSURE OF CONDUCTORS IN A PIPE

A.L. Surkaev

В работе представлены экспериментальные исследования воздушных ударных волн, генерируемых электрическим взрывом металлических проводников в цилиндрической разрядной камере. Взрывающийся проводник представляет собой плоскую кольцевую фольгу, разрядный ток по которой протекает в радиальном направлении. Электрический взрыв кольцевой фольги генерирует в разрядной камере ударную волну плоского волнового фронта аксиальной направленности. Импульс давления нормально падающей ударной волны при взаимодействии с плоской поверхностью приобретает радиально составляющую. Регистрация импульса давления ударной волны осуществлялась посредством пластинчатого крешера и волноводного пьезоэлектрического преобразователя давления.

Ключевые слова: ударная волна, электрический взрыв проводников, крешер, волноводный пьезоэлектрический преобразователь давления

The paper presents experimental studies of the air shock waves generated by an electrical explosion of metal conductors in a cylindrical discharge chamber. The exploding conductor is a flat ring foil, the discharge current through which flows in the radial direction. The electrical explosion of the ring foil generates a shock wave of a flat wave front of axial direction in the discharge chamber. The pressure impulse of a normal incident shock wave, when interacting with a flat surface, acquires a radial component. The shock wave pulse was recorded at the end of the discharge chamber using a plate crusher and a waveguide piezoelectric pressure transducer.

Keywords: shock wave, electrical explosion of conductors, crusher, waveguide piezoelectric pressure transducer

Введение

В современном мире одними из прогрессивных и перспективных направлений при решении широкого спектра задач в различных областях науки и техники явля-

ются [1, 2] разрядно-импульсные технологии (РИТ). К ним можно отнести разрушение горных пород и аналогичных объектов (дробление, разрушение негабаритов, диспергирование и др.), обработка металлов

давлением (штамповка, запрессовка труб), виброимпульсное нагружение, нанесение тонких пленок, получение наноразмерных порошков различного фазового и химического составов и многое другое. Формирование и применение ударных волн [3] сконцентрированного действия (эффект взаимодействия сталкивающихся ударных волн) является одним из объектов фундаментальных исследований и направлений в ударно-импульсных технологиях. Так, в частности, в работе [4] предложено и экспериментально апробировано устройство, которое позволяет получать ударные волны большой интенсивности при сравнительно малых энергетических затратах электрического разряда. Амплитудное значение давления полученной ударной волны составляет более $P \approx 10^7$ Па. Предложенное решение позволяет изменить конструкцию ударных и детонационных труб и соответственно применять полученные на его основе технические устройства в исследовательских целях и в технологических процессах. Одним из способов создания ударных волн высоких и сверхвысоких давлений является использование электровзрывных систем преобразования энергии с многоволновой ударной конфигурацией [5, 6]. Направленные плоские ударные волны, полученные путем взаимодействия двух, трех ударно-волновых сходящихся фронтов, являются устойчивыми и синхронизируемыми, что является основой для создания электроразрядного генератора сходящихся ударных волн – тришокер. В конструкциях установок для создания направленных ударных волн используется акустический волновод, выполненный в виде цилиндрической трубы, либо иной геометрии. Применение взрывчатых веществ (ВВ) для генерации ударных волн в трубах, как альтернатива электрическому разряду, представлено в работе [7]. Автором проведены экспериментальные исследования и представлены расчеты параметров прямой, отраженной и уходящей ударных волн при взрывах на открытом и закрытом концах труб различной длины и диаметра. Различного рода взрывные методы могут приме-

няться для определения динамической прочности металлов и сплавов, моделирования механических нагрузок на преграды и объекты и т. д. Возможность концентрировать и направлять действие взрыва в трубах используется в нефтяных и газовых скважинах, строительстве тоннелей, в ракетных двигателях, моделировании природных и технических процессов взрывного типа. Таким образом, генерация и взаимодействие направленных ударных волн высокой интенсивности, а также ударно-волнового воздействия их на рассматриваемый объект является актуальной и важной задачей. Получение и анализ информации о пространственно-временных параметрах ударных волн, генерируемых при электрическом взрыве проводника в цилиндрическом волноводе, является неотъемлемой составляющей в процессе проектирования и создания приборов и устройств, позволяющих возбуждать ударную волну с экстремальным значением амплитуды давления. Именно энергетические характеристики взаимодействующих ударных волн являются основополагающими параметрами, обеспечивающими возбуждение направленных ударных волн высокой интенсивности и заданной пространственной конфигурации.

Целью работы является исследование параметров ударной волны аксиальной и радиальной направленности, генерируемой электрическим взрывом проводника виде плоского кольца и падающей на плоскую торцевую стенку цилиндрической разрядной камеры в атмосферном воздухе.

Блок-схема экспериментальной установки и методика исследований

В исследованиях высокоскоростных процессов, в частности, пространственно-временных параметров ударных волн (УВ), широкое применение находят устройства, работоспособность которых основана на пьезоэлектрическом эффекте [8, 9]. К достоинствам таких пьезоэлектрических устройств относится широкий спектр измеряемых величин, простота в использовании, не требующих сравнительно больших затрат в изготовлении и т. д. Другим источ-

ником достоверной информации в исследованиях быстропротекающих процессов является метод высокоскоростного пластического деформирования металлических образцов в виде трубчатых и пластинчатых датчиков [10], анализ характеристик деформации которых позволяет извлекать сведения о динамических и иных параметрах внешнего воздействия.

Функциональная блок-схема экспериментальной установки, как составной части информационно-измерительной системы (ИИС) для исследования ударных волн (УВ) электрического взрыва проводника (ЭВП), представлена на рис. 1. Экспериментальная установка, измерительные при-

боры и сопутствующее технологическое оборудование для проведения экспериментальных исследований (ЭВП) и пространственно-временных параметров ударных волн представлено в работах [11, 12]. Для возбуждения ударных волн плоской геометрии и для создания ударной волны направленного действия используется взрывающийся проводник, выполненный в виде плоской кольцевой фольги (ЭВПКФ), располагающийся посредством электродной системы на торце разрядной камеры (РК). Энергетический накопитель, представляющий собой генератор импульсных токов (ГИТ) конденсаторного типа.

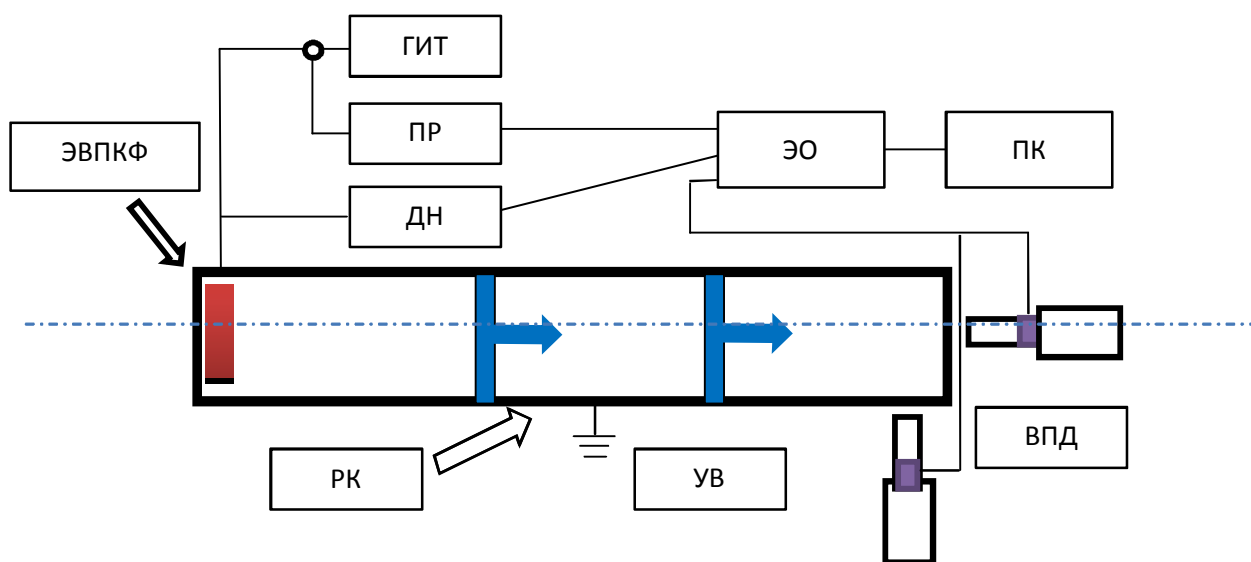


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки для исследования ударных волн, генерируемых электрическим взрывом плоской кольцевой фольги в разрядной камере с воздушной средой

Максимальное зарядное напряжение генератора импульсных токов $U_0 = 3$ кВ, электрическая емкость конденсаторов $C = 2200$ мкФ, запасаемая энергия $W_0 = 10$ кДж, период разряда короткого замыкания $T = 800$ мкс, скорость нарастания тока $di/dt = 0,25$ А/нс. Разрядный ток и напряжение электрического взрыва фиксируются поясом Роговского (ПР) и делителем напряжения (ДН), сигналы которых регистрируются цифровым запоминающим двухканальным электронным осциллографом (ЭО). В экспериментах использован

двухканальный запоминающий цифровой осциллограф марки GWINSTEK GDS-810S, имеющий оперативную связь с персональным компьютером (ПК). Разрядная камера выполнена в виде толстостенной металлической трубы, выполняющей роль акустического волновода, на одном торце которой установлена взрывающаяся плоская кольцевая фольга (ЭВПКФ), на другом – крешер, либо, волноводный пьезоэлектрический преобразователь давления (ВПД). Цилиндрическая разрядная камера выполнена длиной $L = 400$ мм и внутренним диамет-

ром $d = 30$ мм. Крешерный элемент жестко фиксировался на торце разрядной камеры посредством заземления по периметру. Волноводные преобразователи давления устанавливались на торце и на боковой поверхности разрядной камеры. Измеряемые параметры пластической деформации крешера (стрелы прогиба) и анализ осциллограмм электрических сигналов, регистрируемые поясом Роговского (трансформатора тока), делителем напряжения и волноводным пьезоэлектрическим преобразователем давления [13] позволяют получать пространственно-временные характеристики ударных волн.

Экспериментальные исследования и анализ полученных результатов

Ударная волна, генерируемая электрическим взрывом плоской кольцевой фольги и распространяющаяся в аксиальном направлении, воздействует на крешер, пластически деформируя его (рис. 2). Используя классическую модель Кирхгофа – Лява [14] о равномерно рассредоточенном воздействии, оказываемом на круглую пластину из упругопластического материала с жестко заземленной по контуру, производилась оценка амплитуды давления по стреле прогиба:

$$P = \frac{16 E h^3}{3 R^4 (1 - \mu^2) w_{\max}}, \quad (1)$$

где E – модуль Юнга; h – толщина; R – радиус зоны деформации; $w_{\max}$ – стрела прогиба центральной части пластинки. В экспериментах использовалась пластина толщиной $h = 2,28$ мм. Стрела прогиба составила $w_{\max} = 7$ мм. Расчетное значение амплитуды импульса давления P составило $P \approx 8,74 \cdot 10^8$ Па для алюминия марки АК12 при значениях модуля Юнга $E_{AK12} = 750 \cdot 10^8$ Па и предела текучести $\sigma_{тек} \approx 350 \cdot 10^6$ Па.

Модель Кирхгофа – Лява основывается на положении пластического деформирования пластины с равномерно распределенным давлением и малыми значениями скорости воздействия. Определение амплитуды

давления P , создаваемое скоростным импульсным воздействием на мембрану, показано в работах [15, 16]. Предлагаемое соотношение, определяющее амплитуду генерируемого давления P ударной волны, посредством которой осуществляется пластическое деформирование круглых мембран, выглядит следующим образом:

$$P = 4 a c^b \frac{\delta_0}{R} \left(\frac{w^{2b+1}}{(1+w^2)^2} \right) + 4 \frac{\delta_0 \sigma_0 w}{R (1+w^2)^2}, \quad (2)$$

где $a = (250 \div 550)$ МПа, $\sigma_0 = (70 \div 680)$ МПа и $b = 0,293$ – эмпирически определяемые параметры; δ_0 – толщина пластины; $c = (0,615 \div 0,862)$ – коэффициент, учитывающий значения средних эквивалентных деформаций. Полученное максимальное значение импульса давления составило $P \approx 3,8 \cdot 10^6$ Па, что является достаточно заниженным результатом относительно (1). Полученный результат подтверждается и согласуется с результатами исследований и выводами автора, а полученное значение амплитуды можно рассматривать как нижнюю границу импульса давления.



Рис. 2. Образец пластически деформированного крешера из алюминия марки АК12, выполненного в виде пластины с заземленными краями

Анализ осциллограмм разрядного тока и напряжения электрического взрыва плоской кольцевой фольги (рис. 3) в воздушном

столбе волновода позволят оценить энергию, выделившуюся в канале разряда и определяющую динамические параметры ударной волны:

$$W = \int_0^t I(t)U(t) dt, \quad (3)$$

где $I(t)$ – разрядный ток; $U(t)$ – напряжение на взрывающемся проводнике. Оценка энергии составляет $W \approx 5,8$ кДж.

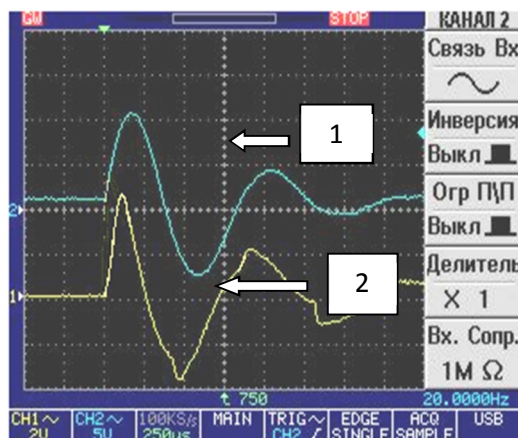
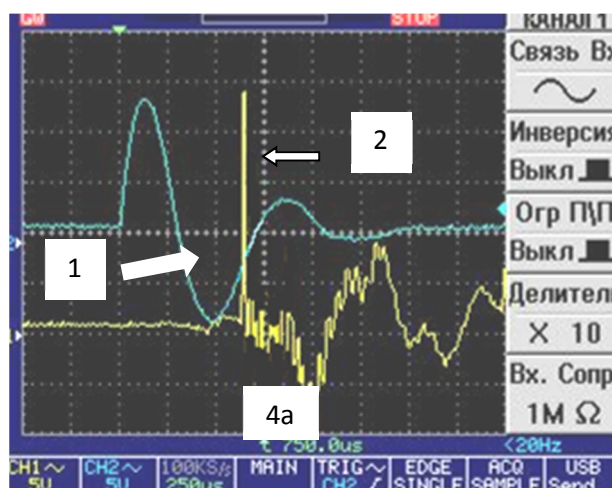


Рис. 3. Характерные осциллограммы разрядного тока – 1 и напряжения – 2 электрического взрыва плоской кольцевой фольги в воздушной среде

Амплитуда давления P как функция параметров разрядного контура определяется эмпирическим выражением [17]

$$P = \frac{2 \cdot 10^2}{\sqrt{r}} \left(\frac{CU_0^2}{L} \right)^{5/16} \omega^{7/16}. \quad (4)$$



Здесь C – емкость конденсаторной батареи; U_0 – начальное напряжение; L и ω индуктивность и собственная частота разрядного контура, соответственно. Согласно представленному соотношению, получаем $P \approx 3,12 \cdot 10^8$ Па.

Регистрация импульса давления ударной волны (рис. 4) осуществлялась посредством волноводного преобразователя давления [18], зафиксированного на торцевой стенке разрядной камеры, образуя замкнутое пространство. Цена деления временной развертки (рис. 4 а) $\tau = 250$ мкс (рис. 4 б) $\tau = 50$ мкс. Амплитуда давления нормально падающей на стенку ударной волны составляет $P \approx (1,16 \div 1,82) \cdot 10^8$ Па.

При взаимодействии ударной волны с плоской торцевой стенкой разрядной камеры происходит изменение волнового фронта и перераспределение направления ударно-волнового воздействия. Кроме отраженной ударной волны, распространяющейся в аксиальном направлении в обратную сторону, возникает трансформированная ударная волна (рис. 5) радиальной направленности. Волноводный преобразователь давления установлен на боковой поверхности цилиндрической разрядной камеры, в непосредственной близости у торцевой стенки. Наличие трансформированной ударной волны реализовано в [19]. Анализ осциллограмм позволяет оценить значение скорости распространения волнового фронта $D \approx (600 \div 800)$ м/с.

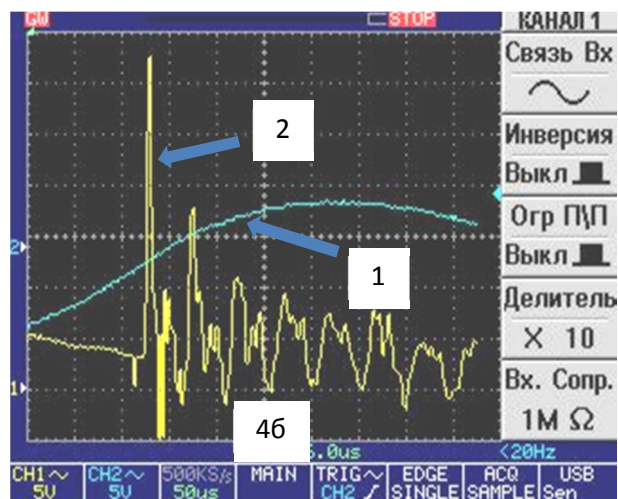


Рис. 4. Характерные осциллограммы разрядного тока – 1 и импульса давления – 2

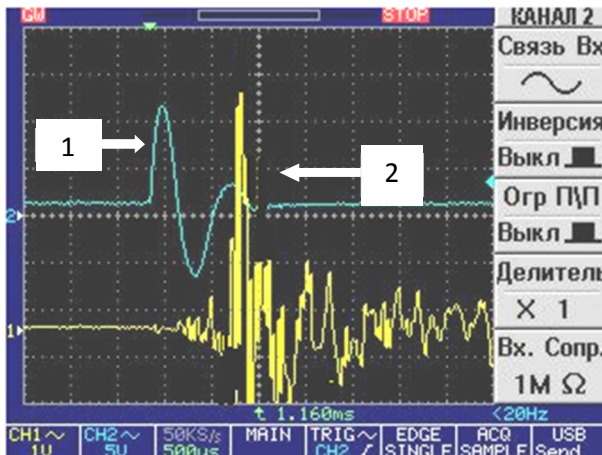


Рис. 5. Характерные осциллограммы разрядного тока – 1 и импульса давления – 2 радиальной направленности

Полученный в эксперименте результат можно сопоставить, воспользовавшись трудами Я.Б. Зельдович, Ю.П. Райзер, а также Г.Г. Черного. Приближенный метод заключается в том, что энергию ударной волны следует выразить через пространственно-временные характеристики. Согласно авторам можно считать, что поведение УВ в эксперименте подобно поведению УВ в результате сильного взрыва на дне канала. Авторами [20], используя представленный подход, получены математические соотношения оценки скорости ударной волны:

$$\beta = 1,5 \left((\gamma + 1) \left[\frac{\alpha(3\gamma + 1)}{\gamma - 1} + 3 \right]^{-0,5} \right)^{2/3}, \quad (5)$$

$$D = \frac{2}{3} \beta \left(\frac{W}{\rho_0 S} \right)^{1/3} t^{-1/3}, \quad (6)$$

где γ – показатель адиабаты; W – энергия, вложенная в проводник; ρ_0 – плотность невозмущенного газа; S – площадь сечения канала; t – время; $\alpha = 0,5$ – коэффициент. Оценка скорости распространения волны с использованием представленных соотношений для конкретного значения вложенной в проводник энергии равна $D \approx 924$ м/с, что удовлетворительно согласуется с экспериментом.

Заключение

Таким образом, работе представлены результаты экспериментальных исследований ударных волн, генерируемых электрическим взрывом плоской кольцевой фольги, генерируемой в цилиндрическом пространстве с атмосферным воздухом ударную волну плоского волнового фронта. Электродная система позволяет сформировать разрядный ток, протекающий в радиальном направлении. Регистрация импульса ударной волны осуществлялась на торце и на боковой поверхности разрядной камеры использованием пластинчатого крешера и волноводного пьезоэлектрического преобразователя давления. В результате экспериментальных исследований оценка амплитуды давления составила $P \approx (1,16 \div 1,82) \cdot 10^8$ Па, скорость волнового фронта $D \approx (600 \div 800)$ м/с.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Малюшевский П.П.** Основы разрядно-импульсной технологии. Киев: Наукова думка, 1983. 342 с.
2. **Yong-hong Qin, Peng Gao, Shuai Yuan, Ning-yu Zhang, Li-ren Han.** A novel technology of high-voltage pulse discharge for comminution of galena ore. Published by Elsevier Ltd & Science Press // Trans. Nonferrous Met. Soc. China 31(2021) 2479-2492. DOI: 10.1016/S1003-6326(21)65668-6 1003-6326/ 2021.
3. **Альтшулер Л.В.** Применение ударных волн в физике высоких давлений // УФН. 1965. Т. 65. Вып. 2. С. 35-72.
4. Метод получения волн большой интенсивности электрическим разрядом в газах / К.В. Корытченко, Ю.Я. Волколупов, М.А. Красноголовец и др. // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 11. С. 117-118.
5. Направленные ударные волны электрических взрывов. Ч. I / Е.П. Афиногенов, В.С. Комельков, А.П. Кузнецов, П.П. Ма-

люшевский // Электронная обработка материалов. 2003. № 4. С. 20-27.

6. Направленные ударные волны электрических взрывов. Ч. II / Е.П. Афиногенов, В.С. Комельков, А.П. Кузнецов, П.П. Малушевский // Электронная обработка материалов. 2003. № 5. С. 76-79.

7. **Khrstoforov B.** Investigation of Shock Wave Parameters at Explosives Blasts in the Tubes with Air // Universal Journal of Engineering Science. 2013. № 1 (2). P. 28-33. <http://www.hrpub.org>. DOI: 10.13189/ujes.2013.010202

8. **Соловьев В.С.** Электрические методы исследования быстропротекающих процессов. Москва: Изд-во МВТУ имени Баумана, 1987. 157 с.

9. Пьезоэлектрическое приборостроение: сборник: в 3 т. / под ред. А.Е. Панича. Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ, 2006.

10. **Бескаравайный Н.М., Поздеев В.А.** Теоретические основы измерения импульсных давлений в жидких средах. Киев: Наукова думка, 1981. 190 с.

11. Элементы физики электрического взрыва проводников в газообразных и конденсированных средах / А.Л. Суркаев, М.М. Кумыш, В.И. Усачев и др. Волгоград: ВолгГТУ, 2021. 204 с.

12. **Харлов А.В.** Установки для электроразрядных технологий и их технического применения (обзор) // Приборы и техника эксперимента. 2022. № 1. С. 14-43.

13. Волноводный датчик импульсных давлений ПМ МПК G01L 23/10 (2006.01) № RU 204491 U1 / Суркаев А.Л., Канцедалов Д.А., Усачев В.И., Суркаев В.А. /

ВолгГТУ Волгоград. Заяв.: 2021103134, 10.02.2021. Оpubл.: 27.05.2021. Бюл. № 36.

14. **Гольденвейзер А.Л.** Теория тонких упругих оболочек. Москва: Наука, 1970. 280 с.

15. **Косенков В.** Использование круглых мембран для определения механического КПД электрического разряда в воде // Электронная обработка материалов. 2014. № 50 (2). С. 81-90.

16. **Косенков В.М., Кузьменко В.Г.** Метод измерения прогиба пластины в процессе электрогидравлического деформирования // Электронная обработка материалов. 2016. № 52 (5). С. 95-101.

17. **Кривицкий Е.В.** Динамика электро-взрыва в жидкости. Киев: Наукова думка, 1986. 205 с.

18. **Суркаев А.Л., Аржуханов Р.К., Киракосян К.А.** Волноводный пьезоэлектрический преобразователь импульсного давления // Энерго- и ресурсосбережение: промышленность и транспорт. 2024. С. 14-20. DOI: 10.35211/2500-0586-2024-4-49-14-20.

19. Пат. № 2378074 С1 РФ. МПК B21D26/10 B21D39/04. Электрогидроимпульсный способ запрессовки труб в труднодоступных местах / Суркаев А.Л., Суркаев В.А., Кумыш М.М. / ВолгГТУ Волгоград. Заявл.: 2008116021/02, 22.04.2008. Оpubл.: 10.01.2010. Бюл. № 1.

20. Исследование влияния параметров разряда на распространение ударной волны из канала разрядной камеры / А.В. Глушнев, А.С. Савельев, Э.Е. Сон, Д.В. Терешонок // ЖТФ. 2015. Т. 85. Вып. 3. С. 153-155.

Суркаев Анатолий Леонидович – доктор технических наук, профессор кафедры «Механика, физика и математика» Волжского политехнического института (филиала) Волгоградского государственного технического университета

Anatoly L. Surkaev – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Mechanics, Physics and Mathematics, Volzhsky Polytechnic Institute (branch), Volgograd State Technical University

Статья поступила в редакцию 13.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.316.544:004.896

РАЗРАБОТКА ПУЛЬТА ПРОВЕРКИ ПЛАТ АДРЕСНЫХ РЕЛЕЙНЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ КОНТРОЛЬНЫХ ОПЕРАЦИЙ

А.А. Никифоров, А.И. Киреев, В.М. Дорошенко

DEVELOPMENT OF A TEST PANEL FOR ADDRESSABLE RELAY MODULE BOARDS FOR AUTOMATIZING CONTROL OPERATIONS

A.A. Nikiforov, A.I. Kireev, V.M. Doroshenko

В статье рассматривается процесс разработки универсального пульта проверки плат адресных релейных модулей, который способствует оптимизации и ускорению контрольных операций в производственной среде. Актуальность данной разработки обусловлена необходимостью повышения эффективности контроля качества электронных компонентов, что ведет к снижению производственных затрат и времени на тестирование. Предложенный пульт отличается многофункциональностью, позволяя проводить проверку различных типов плат с использованием адаптивных алгоритмов тестирования. Описание архитектуры устройства, его функциональных возможностей и интерфейса помогает понять, каким образом реализована интеграция современных технологий, таких как микроконтроллеры и интерфейсы связи, что обеспечивает высокую степень автоматизации контроля.

Ключевые слова: адресные релейные модули, контроль качества, Arduino, технологическое оборудование, пульт проверки, АРМ

Введение

Современные производственные процессы предъявляют высокие требования к качеству выпускаемой продукции, особенно в области электроники и автоматизации. Одним из важнейших этапов производства является контроль качества, который включает в себя проверку функцио-

The article discusses the process of developing a universal test bench for checking a wide range of addressable relay module boards, designed to optimize and accelerate control operations in a production environment. The relevance of this research is due to the need to improve efficiency of the quality control of electronic components, which helps reduce the production costs and testing time. The proposed test bench is distinguished for its multifunctionality, allowing it to check various types of boards using adaptive testing algorithms. Description of the architecture of the device, its functional capabilities, and the interface gives an understanding of how the integration of modern technologies such as microcontrollers and communication interfaces has been implemented, and ensures a high automation level of the control procedure.

Keywords: addressable relay modules, quality control, Arduino, technological equipment, test bench

нальности и надежности электронных компонентов перед их установкой в конечные изделия, а также входной контроль на предприятии потребители. В условиях растущего разнообразия номенклатуры плат адресных релейных модулей, используемых в различных системах автоматизации, возникает необходимость в создании эф-

фективных инструментов для проведения контрольных операций.

Традиционные методы тестирования плат зачастую характеризуются высокой трудоемкостью и длительностью процесса, что ведет к увеличению временных и финансовых затрат. Внедрение универсальных решений, способных одновременно проверять широкий спектр плат, становится ключевым фактором повышения производительности и снижения издержек.

Настоящая работа посвящена разработке универсального пульта проверки, предназначенного для комплексной диагностики и тестирования плат адресных релейных модулей различной номенклатуры. Основная цель данной разработки состоит в сокращении времени контрольной операции за счет автоматизации процесса тестирования и внедрения адаптивных алгоритмов проверки. Предлагаемый пульт сочетает в себе современные технологии микроконтроллеров и интерфейсов связи, что позволяет обеспечить высокую степень интеграции и гибкости в процессе тестирования.

Адресные релейные модули

Адресные релейные модули (АРМ) в широком смысле, представляют собой устройства, предназначенные для управления электрическими цепями и коммутации сигналов в автоматизированных системах. Их основное назначение заключается в том, чтобы обеспечивать включение / выключение электрических нагрузок, сигнализацию и управление различными устройствами через цифровые интерфейсы.

Основными особенностями АРМ являются: адресация, цифровое управление, широкая номенклатура, функциональные возможности.

Если говорить подробнее, то каждый модуль имеет свой уникальный адрес в системе, что позволяет управлять им независимо от других модулей. Адрес назначается либо программным способом, либо вручную через настройки. Высокая точность и надежность управления реализуется через цифровой интерфейс, такой как RS-485, CAN, Ethernet и др. Такие модули часто

разрабатываются для работы с широким спектром нагрузок и условий эксплуатации, что делает их универсальными для использования в разных отраслях. Помимо простого включения/выключения нагрузки, адресные релейные модули могут выполнять функции контроля состояния цепи, сигнализации об авариях, сбора данных и многое другое.

Можно привести различные примеры применения АРМ:

- системы автоматизации зданий (например, управление освещением, отоплением, вентиляцией) [1];
- железнодорожная автоматика (управление светофорами, стрелками и другими элементами инфраструктуры) [2];
- энергетика (автоматизация подстанций, управление распределительными сетями) [3];
- промышленная автоматизация (управление производственными процессами, конвейерами и т. п.) [4].

Таким образом, АРМ играют важную роль в современных системах автоматизации, обеспечивая надежное и эффективное управление различными нагрузками и процессами.

На предприятиях, которые производят системы с использованием АРМ необходимо проводить входной контроль. Входной контроль АРМ представляет собой процедуру проверки качества и соответствия требованиям компонентов, поступающих на производство или склад. Целью этого контроля является предотвращение попадания дефектных или несоответствующих компонентов в производственный процесс, что может привести к сбоям в работе оборудования и дополнительным затратам.

Процесс входного контроля АРМ включает следующие этапы:

- Приёмка товара: компоненты поступают на склад, где проводится первичная проверка сопроводительной документации, упаковки и внешнего вида изделий. Проверяется наличие необходимых сертификатов качества и соответствие количества фактически полученных компонентов заявленному количеству.

- Проверка внешних параметров: на данном этапе проверяются внешние параметры компонентов, такие как размеры, вес, маркировка и целостность корпуса. Также оценивается состояние контактов и разъемов.

- Электротехнические испытания: проводятся электрические тесты, включающие проверку сопротивления изоляции, напряжения пробоя, тока утечки и других параметров, указанных в технической документации. Эти испытания позволяют выявить возможные дефекты, связанные с качеством пайки, монтажом компонентов и прочими аспектами сборки.

- Функциональные испытания: включают проверку работоспособности модулей в реальных условиях эксплуатации. Для этого создаются специальные стенды или испытательные установки, имитирующие условия работы модулей в составе систем автоматизации. Проверяются все режимы работы, включая переключение реле, передачу данных и взаимодействие с другими компонентами системы.

- Документирование результатов: все результаты проверок фиксируются в

соответствующих документах, таких как протоколы испытаний и акты приемки. Эта информация используется для принятия решения о допуске компонентов к дальнейшему использованию или возврате поставщику.

- Корректирующие мероприятия: в случае обнаружения дефектов или несоответствий принимаются меры по устранению проблем, такие как замена компонентов, повторная проверка или возврат поставщику.

- Отбраковка и хранение: соответствующие компоненты направляются на склад для дальнейшего использования, а бракованные – изолируются и хранятся отдельно до принятия решения о дальнейшей судьбе.

Такой комплексный подход к входному контролю позволяет минимизировать риски, связанные с использованием некачественных компонентов, и повысить общую надежность и эффективность производственных процессов.

Рассмотрим подробнее функциональные испытания на примере АРМ РМ-1К-Р3 (рис. 1) [5].



Рис. 1. Адресный релейный модуль РМ-1К-Р3 фирмы «RUBEZH» [5]

АРМ РМ-1К-Р3 являются программируемыми устройствами. Конфигурация задается пользователем с помощью ПО «FireSec «Администратор».

В зависимости от количества выходов (количества реле) релейный модуль выпускается в 2 исполнениях:

- РМ-1К-Р3 – один выход (ВЫХ1);

- РМ-4К-Р3 – четыре выхода (ВЫХ1 – ВЫХ4).

Обеспечивает подключение следующего оборудования и устройств:

- информационных световых табло (ОПОП 1-8 либо аналогичных);

- оповещателей звуковых (ОПОП 2-35 либо аналогичных);

– оповещателей светозвуковых (ОПОП124-7 либо аналогичных).

Модуль контролирует цепь от каждого реле до исполнительных устройств на обрыв и короткое замыкание во включенном и выключенном состоянии реле.

АРМ получает команды на управление встроенными реле по двухпроводной униполярной адресной линии связи. Имеет светодиодную индикацию наличия связи с приемно-контрольным прибором и индикацию включенного состояния реле. Также имеет возможность установки на DIN-рейку с помощью специальной крепежной планки.

Релейный модуль комплектуется устройством подключения нагрузки (УПН) в количестве, равном числу выходов, для обеспечения контроля линии на КЗ и обрыв. УПН представляет собой плату с установленными диодами, входным клеммником для подключения к линии от реле и выходным клеммником для подключения к нагрузке (исполнительному устройству).

Вместо УПН для контроля цепи можно использовать диоды.

Также возможно подключение на один выход нескольких табличек ОПОП 1-8 или ОПОП 1-8М. В этом случае таблички подключаются параллельно на линию и в конце линии устанавливается один диод, обеспечивающий протекание контрольного тока. Для контроля состояния «Обрыв» во включенном состоянии выхода необходимо обеспечить протекание тока через нагрузку, величиной не менее 10 мА. Если устройство нагрузки потребляет ток менее 10 мА, то параллельно ему подключается резистор для повышения тока потребления. Однако подавляющее большинство устройств, подключаемых к выходам модуля РМ-К-РЗ имеет токопотребление выше 10 мА (табло, сирены и т. д.), а следовательно, в установке данного резистора нет необходимости.

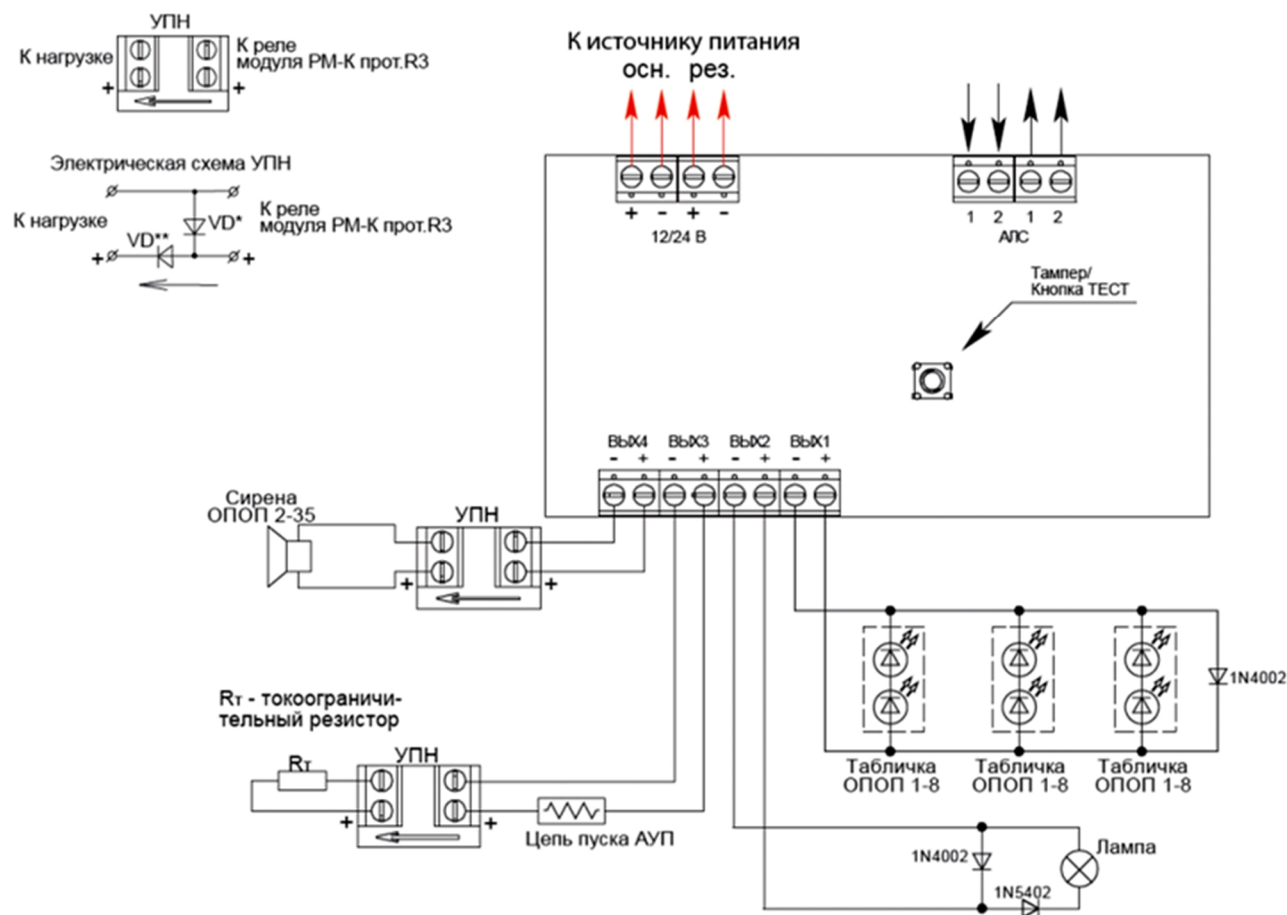


Рис. 2. Схема подключения АРМ

Таблица 1 – Технические характеристики АРМ РМ-1К-Р3 и РМ-4К-Р3

Параметр	Значение
Напряжение питания, В	от 10,2 до 14 или от 20 до 28
Ток потребления от АЛС, мА, не более	0,72
Ток по каждому выходу, А, не более	1,5
Собственный ток потребления от источника питания, мА, не более	20
Ток контроля исправности цепи во включенном состоянии выхода, мА	от 10 до 210
Количество релейных выходов	1
Степень защиты оболочки	IP30
Масса, г, не более	250
Ширина, мм, не более	125
Высота, мм, не более	84
Глубина, мм, не более	37
Средний срок службы, лет	10
Диапазон рабочих температур, °С	от –35 до + 55

В системе каждое реле адресного релейного модуля РМ-1К-Р3 представляет собой отдельное логическое устройство, т. е. каждое реле определяется как отдельное полноценное устройство и имеет свой адрес в системе. Так, релейный модуль РМ-4К-Р3 представляет собой четыре отдельных устройства и занимает четыре адреса (на каждый выход – свой адрес). При конфигурации модуля адрес задается только выходу № 1, всем остальным выходам (при их наличии) адреса присваиваются автоматически в возрастающем порядке, начиная с заданного адреса [5].

Схема подключения АРМ данного типа представлена на рисунке. 2.

Для создания технологического пульта проверки данных АРМ было принято решение использовать распространенный микропроцессорный модуль на базе Arduino Uno R3 [6, 7].

Было предложено схмотехническое решение, аналогичное решению, представленному в [8], в состав которого вошли Arduino Uno R3, с дисплеем LCD 16×2 с I2C интерфейсом PCF8574, датчик тока и напряжения INA219A×D. Схема электрическая представлена на рис. 3. Следуя полученному схмотехническому решению, был сконструирован и изготов-

лен технологический пульт для проверки АРМ (рис. 4).

Для работы технологического пульта по опросу всех электрических параметров АРМ была написана программа. Код программы написан на языке программирования устройств Arduino [9. 10], который основан на C/C++ и скомпонован с библиотекой AVR Libc. Программ позволила проводить проверку всех электрических параметров АРМ в автоматическом режиме. Применение данного технологического пульта повысило эффективность проверки РМ-К на 80 %.

В результате реализации технологического пульта на базе Arduino для АРМ РМ-1К-Р3 и РМ-4К-Р3, было разработано эффективное решение для проведения входного контроля. Используя такие компоненты, как датчик INA219 и LCD-дисплей, мы смогли реализовать функционал, позволяющий выявлять такие состояния, как обрыв цепи, короткое замыкание и изменения тока нагрузки.

Проект подчеркивает важность применения микроконтроллеров, таких как Arduino, для автоматизации процессов контроля и диагностики в электрических системах. Возможность визуализации данных на LCD-дисплее делает систему более удобной для пользователя, позволяя быстро реагировать на изменения в состоянии нагрузки.

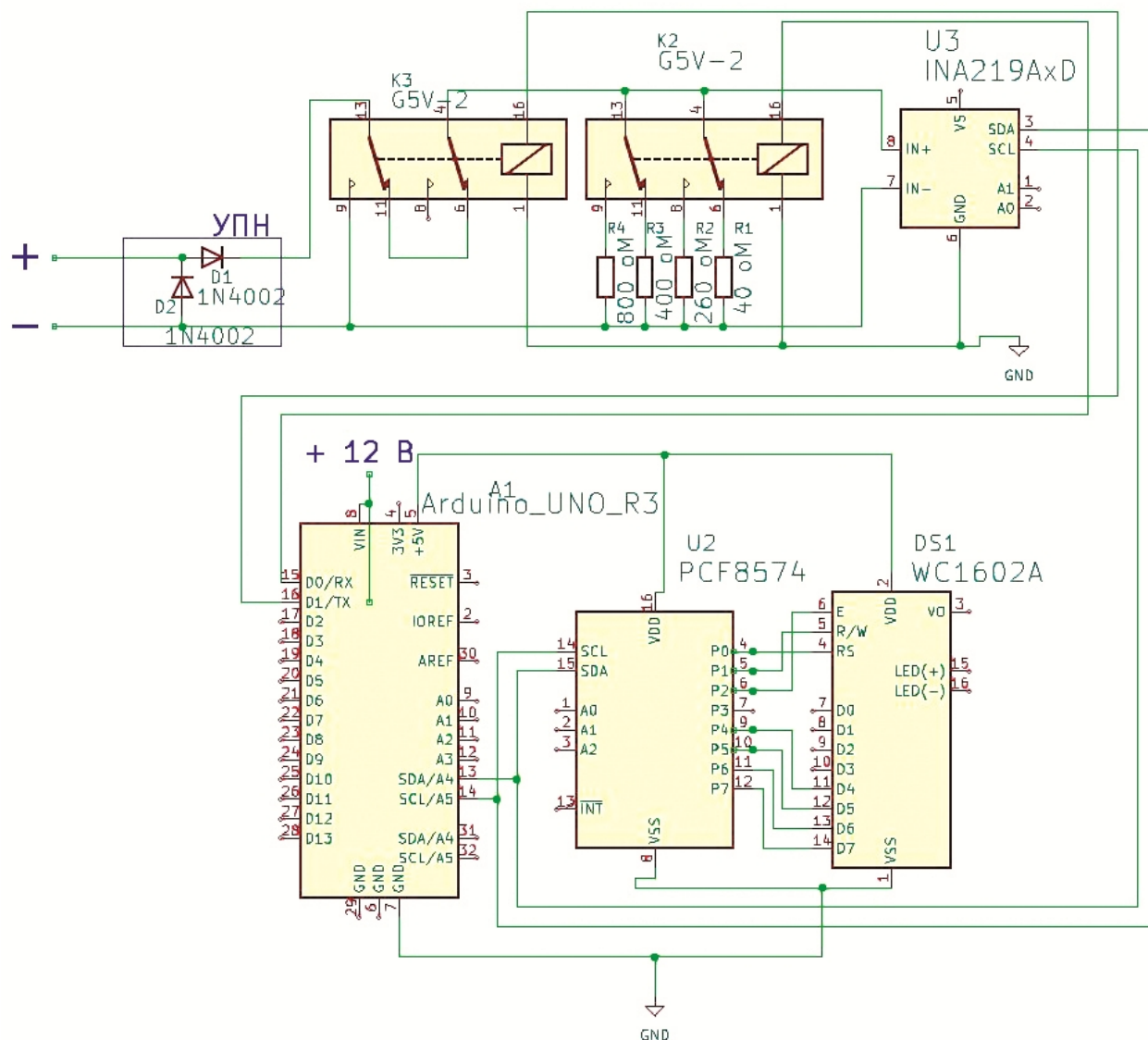


Рис. 3. Схема технологического пульта проверки электрических параметров АРМ РМ-1К-Р3 и РМ-4К-Р3



Рис. 4. Технологический пульт для проверки АРМ (без корпуса)

Таким образом, данный проект не только решает конкретные задачи, но и служит основой для дальнейших разрабо-

ток в области автоматизации и контроля электрических систем.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Кудрявцева М.** Системы автоматизации зданий: внедрение и экономическая оценка // Риск: Ресурсы, Информация, Снабжение, Конкуренция. 2012. №. 2. С. 260-263.

2. **Гордиенко Е.П.** Обзор систем МПЦ на сети железных дорог России // Транспорт: наука, образование, производство (транспорт-2021). 2021. С. 45-48.

3. **Иванов А.А.** Разработка автоматизированного рабочего места поверки счетчиков СКВТ-М // Перспективные научные исследования: опыт, проблемы и перспективы развития. 2022. С. 54-59.

4. **Дмитриева В.В., Авхадиев И.Ф., Сизин П.Е.** Использование современных программно-технических комплексов для автоматизации конвейерных линий // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). 2021. № 2. С. 150-163.

5. PM-1K-R3 // rubezh. URL: https://products.rubezh.ru/products/rm_1k_r3-1598/ (дата обращения: 20.02.2025).

6. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. Москва: Мир, 1983. Т. 2. 590 с.

7. **Монк С., Шерц П.** Электроника. Теория и практика. 4-е изд.; пер. с англ. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2018.

8. Портативная автоматическая система управления процессом охлаждения магнетронного генератора / А.А. Никифоров, В.Б. Байбурын, Я.А. Пахомов и др. // Вопросы электротехнологии. 2023. № 3 (40). С. 48-52.

9. **Петцольд Ч.** Тайный язык информатики. КОД. 2001.

10. Что такое Arduino? URL: <https://alexgyver.ru/lessons/about-arduino/> (дата обращения: 20.02.2025).

Никифоров Александр Анатольевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации», и.о. заведующего кафедрой «Приборостроение» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Киреев Андрей Игоревич – магистрант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Дорошенко Валентина Михайловна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Alexander A. Nikiforov – Ph.D (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Acting Head: Department of Instrumentation, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Andrey I. Kireev – Master's student, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Valentina M. Doroshenko – Ph.D (Physics and Mathematics), Associate Professor, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 20.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.317

**МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ
ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ОПТИЧЕСКИМ ИЗЛУЧЕНИЕМ****О.А. Андреева, А.И. Земцов, Е.А. Шумилов****MODELLING THE OPERATION MODES OF THE POWER SUPPLY
SYSTEM FOR ELECTRONIC DEVICES USING OPTICAL RADIATION****O.A. Andreeva, A.I. Zemtsov, E.A. Shumilov**

В данной статье рассмотрен подход к моделированию системы питания электронных устройств оптическим излучением (СПОИ). Разработана модель СПОИ в программном комплексе Matlab+Simulink с описанием моделируемых блоков и принятых допущений. Приведены результаты моделирования при различных коэффициентах регулирования источника питания лазера.

Ключевые слова: *система питания оптическим излучением, компьютерная модель, управление током лазера, обратная связь*

Системы, объединяющие в себе электрические и оптические элементы, получили название гибридных. Ключевым вопросом при построении гибридных измерительных систем является электрическое питание удаленного модуля, которое может осуществляться различными способами [1]. Наиболее перспективным методом питания гибридных систем является система питания электронного устройства оптическим излучением (СПОИ), передаваемым по оптическому волокну. Принцип работы таких систем рассмотрен в [2, 3].

Преимущества оптического волокна в качестве среды передачи состоят в том, что оптические волокна являются нечувствительными к электромагнитным помехам, что позволяет осуществлять помехоустойчивую передачу данных на большие расстояния. Кроме того, оптические волокна не являются источником электромагнитных помех, что позволяет применять их

This paper considers the approach to modeling the power supply system of electronic devices with optical radiation (ORSS). The ORSS model in the Matlab+Simulink software package with description of the modeled blocks and adopted assumptions is developed. The results of modeling at different control coefficients of the laser power supply are presented.

Keywords: *optical radiation supply system, computer model, laser current control, feedback*

в средах, характеризующихся сложной электромагнитной обстановкой [4].

Известные решения СПОИ характеризуются существенными затратами электрической мощности на функционирование канала обратной связи, что является недостатком. Данные затраты связаны с необходимостью кодирования измерительной информации для передачи ее по оптическому волокну.

Наиболее эффективная работа СПОИ будет осуществляться, если мощность оптического излучения будет соответствовать работе фотовольтаического преобразователя (ФВП) в точке максимальной мощности (ТММ) [5].

Для определения параметров схемы в режиме, соответствующем ТММ, и анализа переходных режимов целесообразно воспользоваться компьютерным моделированием. Оно позволяет значительно снизить затраты на проведение экспериментов и теоретических изысканий, сократить сро-

ки создания и анализа натурных моделей, а также получить необходимые результаты в максимально удобной форме.

В [1] была предложена компьютерная модель СПОИ, созданная в программном комплексе MATLAB+Simulink.

При проведении моделирования СПОИ, состоящей из элементов и блоков, существенно различающихся по принципу действия, характеру и скорости протекания процессов, принимаются следующие допущения.

1. Сигналы, передаваемые по оптоволокну от блока к блоку, заменяются информационными каналами для обеспечения соответствия совокупности входных и выходных переменных.

2. Работа процессора управления лазером осуществляется на высокой частоте и на длительность переходных процессов влияет незначительно.

3. Затуханием по оптоволоконным каналам передачи мощности и сигналов пренебрегаем, т. к. его влияние на длительность переходных процессов составляет порядка 10^{-9} с.

4. Основным элементом, определяющим длительность переходных процессов, является повышающий преобразователь напряжения.

Функционирование СПОИ осуществляется следующим образом. В начальный момент времени происходит формирование управляющего сигнала для источника тока лазера так, чтобы мощность излучения была достаточной для запуска преобразователя напряжения, к выходу которого подключена нагрузка. Через некоторое время (зависит от величины емкости, подключенной к ФВП) начинает снижать управляющий ток лазера. Поддержание работы ФВП в ТММ осуществляется за счёт сигнала со звена обратной связи, которое передаёт информацию о величине напряжения на нагрузке.

Компьютерная модель СПОИ, представленная на рис. 1, была получена на основании блок-схемы, описанной ранее в [4]. Элементы, входящие в состав схемы, были получены посредством математического моделирования. Рассмотрим их более подробно. Ответственным элементом СПОИ является ФВП.

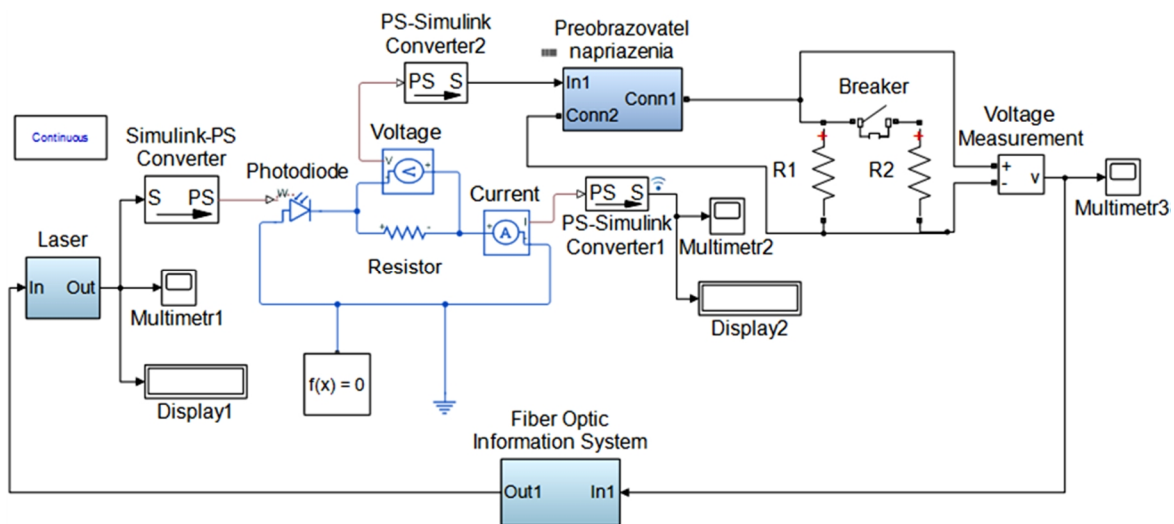


Рис. 1. Схема модели системы питания оптическим излучением

Эффективность преобразования энергии монохроматического излучения в электрическую энергию характеризует КПД, который определяется по формуле

$$\eta = \frac{P_M}{P} = \frac{ff \cdot J_{SC} U_{OC}}{P},$$

где P – мощность падающего на ФВП лазерного излучения, приходящаяся на единицу поверхности ФВП, Вт; P_M – максимальная выходная мощность ФВП, отнесенная к площади его поверхности, Вт; ff – коэффициент (фактор) заполнения или коэффициент формы ВАХ; J_{SC} – ток коротко-

го замыкания, определяемый из ВАХ ФВП при его освещении, A ; U_{OC} – напряжение холостого ФВП, В.

Существенное влияние на эффективность преобразования и на положение ТММ оказывают последовательное и параллельное сопротивления ФВП. Важной практической задачей для получения высокоэффективных ФВП является снижение величины последовательного сопротивления и увеличение значения параллельного сопротивления.

Наиболее эффективны ФВП с минимальной шириной полосковых контактов, которые обеспечивают минимальное последовательное сопротивление и минимальную экранировку фотоприемной площадки, вследствие чего эффективность таких ФВП оказывается более высокой.

Последовательное R_S и параллельное R_P сопротивления ФВП с достаточной точностью могут быть вычислены по формулам

$$R_S = -\frac{1}{2} \left[\left(a - b^2 + \frac{2q}{J_{SC}} a - b + \left(\frac{U_{OC}}{J_{SC}} \right)^2 \right)^{1/2} + a + b + \frac{U_{OC}}{J_{SC}} \right],$$

$$R_P = \frac{U_{OC}}{\frac{AkT}{e} - \frac{AkT}{e} + J_{SC}},$$

где a и b – котангенсы углов наклона ВАХ к оси напряжения; A – полная площадь прибора, мм^2 ; T – абсолютная температура элемента, К. Величины U_{OC} , J_{SC} , T определяются экспериментально.

Ток фотоэлемента может быть определен следующим образом

$$J = J_{ph} - J_0 \left(\exp \left(\frac{eU + JR_S}{AkT} \right) - 1 \right),$$

где A – коэффициент, полученный при сравнении теоретической и экспериментальной ВАХ; k – постоянная Больцмана, Дж/К; T – абсолютная температура элемента, К; U – выходное напряжение ФВП, В; J_{ph} – фототок диода, А; J_0 – обратный ток p - n -перехода диода, А.

На рис. 2 приведена упрощенная схема управляемого источника тока для питания лазера. Эта схема работает как стабилизатор мощности лазера. В цепь обратной связи включен встроенный фотодиод лазера, ток которого прямо пропорционален мощности излучения. Если в качестве элемента обратной связи подключить ФВП, то схема стабилизирует напряжение ФВП, что и реализовано в представленной ранее компьютерной модели. Выходным сигналом схемы является ток лазерного диода, который с помощью резистора R2 может изменяться.

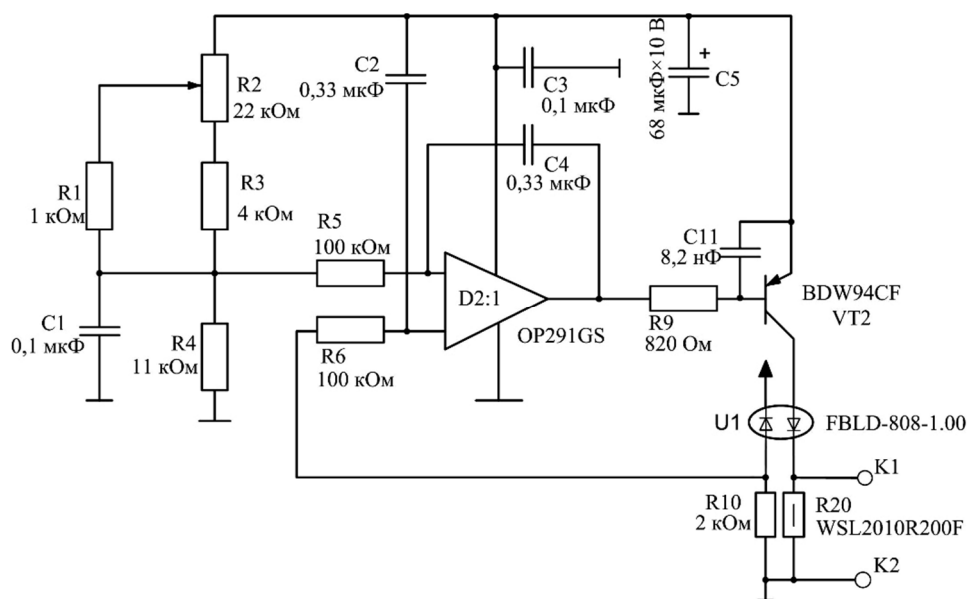


Рис. 2. Схема управляемого источника тока для питания лазера

С целью повышения напряжения на выходе ФВП используется индуктивный преобразователь, который отличается высоким КПД (до 90 %), малым потребляемым током (1,5 мкА) и приемлемым диапазоном входных напряжений (от 0,9 В). Пиковый импульсный ток, потребляемый преобразователем, определяется по формуле

$$I_{\text{пик}} = \frac{U_{\text{ФВП}} t_{\text{он}}}{L},$$

где $U_{\text{ФВП}}$ – напряжение ФВП, В; $t_{\text{он}}$ – время открытого состояния регулирующего транзистора, с; L – значение индуктивности, Гн.

Поскольку для запуска индуктивного преобразователя напряжения требуется значительный (до 0,5 А) импульсный ток, на выходе ФВП устанавливается накопительная емкость C , величину которой можно вычислить по следующей формуле:

$$C = \frac{I_{\text{пик}} t_{\text{он}}}{\Delta U_{\text{ФВП}}},$$

где $\Delta U_{\text{ФВП}}$ – допустимое уменьшение входного напряжения. Во время зарядки конденсатора напряжение на нем будет изменяться по закону

$$U(t) = e \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где величина $\tau = RC$ – постоянная времени RC -цепи, определяющая время зарядки конденсатора.

Более подробное описание вспомогательных элементов схемы представлено в [6].

Имитационная модель СПОИ содержит отрицательную обратную связь по выходному напряжению ФВП в узле подключения нагрузки. В качестве этого датчика использован супервизор, который позволяет преобразовать сигнал выходного напряжения с нагрузки в оптический широтно-импульсно модулируемый сигнал на микроконтроллер управления лазером. Для математического описания супервизора использовано апериодическое звено первого порядка с целью обеспечения стабилизи-

рующего действия и улучшения качества переходного процесса в системе:

$$W_{\text{CB}}(s) = \frac{k_{\text{CB}}}{T_{\text{CB}} \cdot s + 1},$$

где k_{CB} – коэффициент передачи супервизора (датчика).

Для расчета коэффициента передачи супервизора можно использовать формулу

$$k_{\text{CB}} = \frac{N}{U_{\text{ВЫХ}}},$$

где N – число импульсов оптического сигнала, пропорциональное величине выходного напряжения нагрузки, ед.; $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение нагрузки, В; T_{CB} – постоянная времени супервизора, обусловленная временем преобразования величины выходного напряжения нагрузки в последовательность оптических импульсов, с.

Одним из важных этапов для отстройки работы системы в ТММ является оценка величин коэффициентов регулятора управления источником питания лазера и модуля обратной связи.

На рис. 3 представлены результаты имитационного моделирования режимов работы СПОИ при различных значениях коэффициента интегральной составляющей PID-регулятора, который задает скорость изменения тока источника питания лазера в модели. Коэффициенты пропорциональной и дифференциальной составляющих были равны нулю. Постоянная времени звена обратной связи равна 0,01 с во всех случаях.

После запуска модели СПОИ алгоритм ее функционирования соответствует выше описанной последовательности. Через 1 секунду после начала моделирования происходит изменение нагрузки, и работа системы поддерживается за счет звена обратной связи. Видно, что увеличение нагрузки приводит к некоторому провалу напряжения на нагрузке. Затем за счет действия интегрального регулятора заданное значение напряжения восстанавливается. Характер переходных процессов зависит от коэффициента интегральной составляющей регулятора.

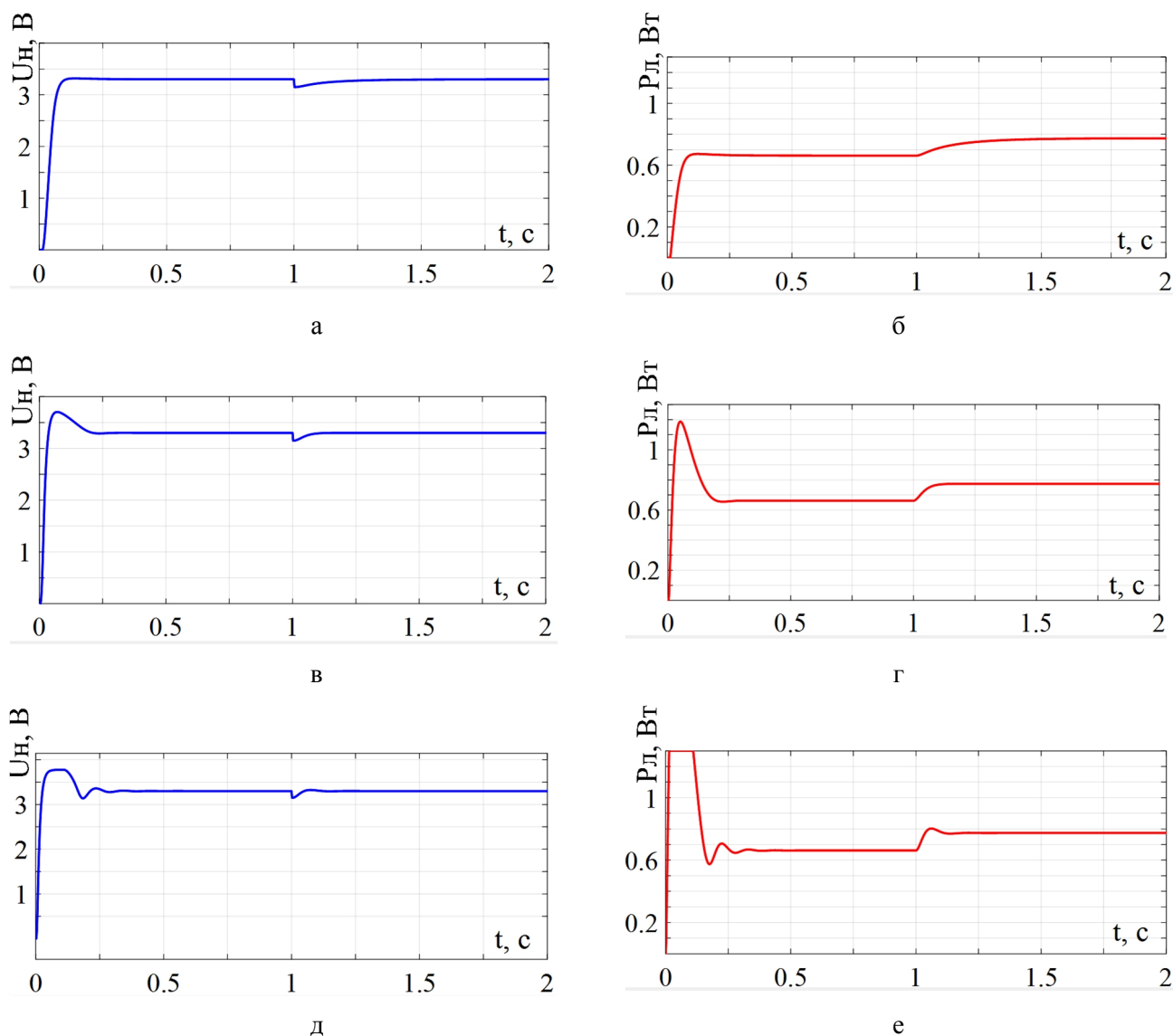


Рис. 3. Осциллограммы напряжения на нагрузке и выходной мощности лазера при различных значениях коэффициента интегральной составляющей PID-регулятора:
5 (а, б); 15 (в, г); 35 (д, е)

Анализируя результаты проведенного исследования можно сделать вывод, что разработанная модель позволяет оператив-

но подобрать параметры элементов схемы для заданных условий нарастания тока лазера при различной нагрузке.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Андреева О.А., Земцов А.И., Мигунова Л.Г. Имитационное моделирование системы питания измерительных датчиков оптическим излучением // Вопросы электротехнологии. 2024. № 2 (43). С. 71-75.

2. Андреева О.А. Состояние и перспектива развития систем питания измерительных датчиков оптическим излучением // Проблемы и перспективы развития элек-

троэнергетики и электротехники: материалы VI Всерос. науч.-практ. (с международным участием) конференции: в 2-х т. Казань, 2024. С. 377-381.

3. Соколовский А.А. Оптоэлектронные измерительные системы для высоковольтных установок на основе фотовольтаических преобразователей // Измерительная техника. 2019. № 8. С. 37-41.

4. **Задворнов С.А., Соколовский А.А.** О пожаро- и взрывобезопасности волоконно-оптических гибридных измерительных систем // Датчики и системы. 2007. № 3. С. 11-14.

5. **Соколовский А.А., Моисеев В.В., Земцов А.И.** Устройство питания электронных устройств оптическим излучением / Патент на полезную модель RU 200668

U1, 05.11.2020. Заявка № 2020116854 от 19.05.2020.

6. **Андреева О.А., Земцов А.И.** Математическое описание системы питания электронных устройств оптическим излучением // Инновационные технологии в обучении и производстве: материалы XVIII Всерос. заоч. науч.-практ. конф. Камышин, 2024. С. 31-36.

Андреева Ольга Алексеевна – ассистент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» филиала Самарского государственного технического университета в г. Сызрани

Земцов Артем Иванович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Электроснабжение промышленных предприятий» филиала Самарского государственного технического университета в г. Сызрани

Шумилов Егор Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Информатика и системы управления» филиала Самарского государственного технического университета в г. Сызрани

Olga A. Andreeva – Assistant Lecturer, Department of Power Supply for Industrial Enterprises, Branch of Samara State Technical University in Syzran

Artem I. Zemtsov – Ph.D. (Technical Sciences), Head: Department of Power Supply for Industrial Enterprises, Branch of Samara State Technical University in Syzran

Egor A. Shumilov – Ph.D.(Technical Sciences), Associate Professor, Department of Computer Science and Management Systems, Branch of Samara State Technical University in Syzran

Статья поступила в редакцию 20.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.396.6:621.314

АДАПТИВНАЯ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ДЕМПФИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ

Ю.В. Гармаш, Л.Г. Блинникова, В.И. Сарбаев

ADAPTIVE INFORMATION AND CONTROL SYSTEM FOR VIBRATION DAMPING

Yu.V. Garmash, L.G. Blinnikova, V.I. Sarbaev

В статье рассмотрены электромагнитные рекуперативные подвески, позволяющие восстанавливать потери вибрационной энергии транспортных средств за счет преобразования механической энергии колебаний в электрическую, тем самым способствуя экономии топлива и улучшению экологической обстановки. Предлагается модель адаптивной информационно-управляющей системы демпфирования колебаний подвески с рекуперативным магнитным амортизатором, разработанная в среде имитационного моделирования Simulink. Часть тепловой энергии, выделяемой при перемещении поршня амортизатора, используется для подзарядки аккумуляторной батареи. Применение импульсного преобразователя электрической энергии позволяет получить уровень напряжения, оптимальный для заряда батареи.

Ключевые слова: информационно-управляющая система, амортизатор, катушка индуктивности, жесткость амортизатора, магнитное поле, амортизаторная характеристика, моделирование, микропрофиль дороги, импульсный преобразователь параметров электрической энергии

Введение

Автомобильные амортизаторы служат для обеспечения безопасности и комфорта передвижения, они должны предотвращать отрыв колес от дороги, гасить колебания кузова.

Перспективным направлением в разработке амортизаторов является создание

The article discusses electromagnetic regenerative suspensions that make it possible to restore the loss of vibrational energy in vehicles by converting mechanical vibration energy into electrical energy, thereby contributing to fuel economy and improving the environmental situation. A model of an adaptive information control system for damping suspension vibrations with a regenerative magnetic shock absorber, developed in the Simulink simulation environment, is proposed. Part of the thermal energy released when the shock absorber piston is moved is used to recharge the battery. The use of a pulse converter of electrical energy provides the voltage level optimal for charging the battery.

Keywords: information and control system, shock absorber, inductor coil, shock absorber stiffness, magnetic field, shock absorber characteristic, modeling, micro profile of the road, pulse converter of electrical energy parameters

амортизаторов с регулируемыми характеристиками, т. е. контролируемых или управляемых электроникой амортизаторов, с возможностью ручной или автоматической настройки для данного типа дороги и режима движения.

К амортизаторам с электронным управлением относят амортизаторы, характери-

стики которых прямо или косвенно изменяются в соответствии с сигналами от блока управления или водителя.

Целью статьи является разработка модели системы электронного управления магнитным демпфером в среде имитационного моделирования Simulink, позволяющая с достаточной глубиной, точностью, плавностью и скоростью регулировать силу сопротивления амортизатора и существенно влиять на снижение колебаний поддрессоренной части транспортного средства, таким образом, улучшая плавность его хода.

При движении автотранспортного средства даже по достаточно качественному дорожному покрытию часть энергии топлива переводится в тепловую энергию в результате работы амортизаторов, являющихся основным элементом подвески, и рассеивается в окружающую среду.

В последние годы активно разрабатываются рекуперативные подвесные системы. Принцип действия таких систем заключается в рекуперации энергии от работы подвески с последующим ее возвращением в систему электроснабжения автомобиля.

Рекуперативная подвесная система позволяет улучшить топливную экономичность

автомобиля. Теоретические расчеты показывают, что внедрение рекуперативных амортизаторов позволит сэкономить до 10 % топлива. При ежедневном использовании автомобиля только 10-20 % энергии топлива идет на движение машины, остальное – на преодоление сопротивления воздуха и дорожного покрытия [1]. Одной из важных составляющих потерь является рассеивание энергии при вибрации подвески.

Рекуперативные подвески можно разделить на два типа: механические и электромагнитные.

Механические рекуперативные подвески, полученные реконструированием традиционной гидравлической подвески, мало исследованы, поскольку обладают значительными недостатками: сложная система трубопровода имеет большой вес и занимает много места, утечки и разрывы шлангов могут вывести из строя всю систему и др. [1].

Электромагнитная рекуперативная подвеска преобразует энергию колебаний в электрическую энергию, которая более удобна для хранения и повторного использования и имеет высокую производительность, повышенную эффективность, меньшие требования к пространству и т. д.

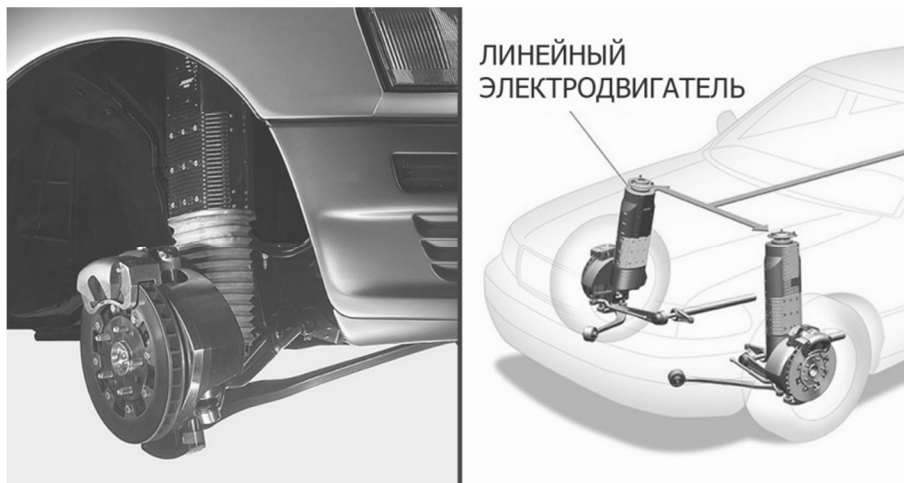


Рис. 1. Электромагнитная подвеска Bose

Основой электромагнитной подвески Bose является линейный электродвигатель (рис. 1). Основные функции выполняет шток с магнитным сердечником, помещенный в создаваемое линейным электродвигателем магнитное поле. Изменение харак-

теристик подвески и положения кузова автомобиля достигается за счёт изменений характеристик магнитного поля. Вся система управляется электронным блоком, информация на который поступает от датчиков, устанавливаемых в разных местах ав-

томобилей [2]. К достоинствам электромагнитной подвески Bose относятся:

- минимальное количество механических компонентов, что обуславливает высокий ресурс конструкции и компактность её размещения;
- высокая скорость реакции, так как на движущийся в магнитном поле сердечник не влияют силы трения и его перемещение происходит очень быстро;
- возможность автоматического регулирования;
- возможность рекуперации энергии.

Что касается недостатков, то подвеска Bose – крайне сложный механизм, и для его управления необходимо специальное программное обеспечение, которое все еще не разработано, а также обслуживание электромагнитов требует более высоких, по сравнению с другими системами, энергозатрат.

В университете Stony Brook (США) разработан рекуперативный амортизатор [3], который состоит из двух трубок: тонкая магнитная трубка из магнитных колечек скользит внутри большей полой трубки-катушки (рис. 2). Конструкция выбрана такой, чтобы получить мощный магнитный поток. Если амортизатор разместить в подвесной системе, то колебания заставляют трубку-катушку двигаться относительно магнитной трубки. При движении катушек в магнитном поле появляется электрический ток, который затем используют для подзарядки батарей автомобиля.

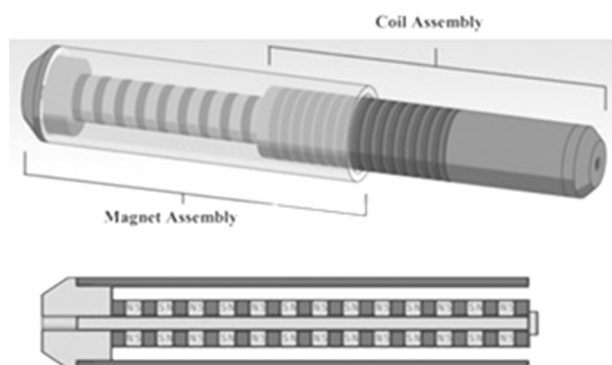


Рис. 2. Магнитный амортизатор-генератор

Инженеры компании Levant Power Corporation оснастили подвеску автомобиля системой рекуперации, сочетающей

гидравлическую передачу и электрический двигатель, назвав ее GenShock. Подвеска GenShock имеет активные амортизаторы с изменяемым давлением. Клапаны изменяют давление внутри амортизатора в зависимости от типа и качества дорожного покрытия. Амортизатор оснащен электронным блоком управления, шестеренчатым насосом и электродвигателем, который управляет движением жидкости внутри амортизатора. Когда создается избыток энергии, например, при резком торможении или езде по пересеченной местности, постоянные удары выталкивают жидкость из амортизатора (рис. 3). Жидкость вращает шестеренчатый насос, который в свою очередь крутит электродвигатель. Таким образом, происходит преобразование кинетической энергии в электрическую. Разработчики утверждают, что GenShock увеличивает экономию топлива до 6 %, а также улучшает плавность хода [4].

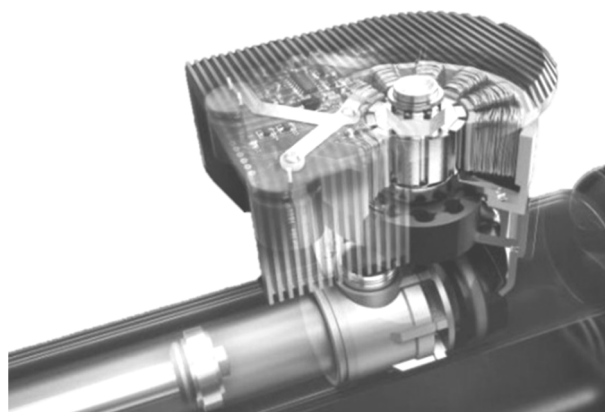


Рис. 3. Рекуперативная подвеска GenShock

Магнитные амортизаторы различных конструкций разрабатываются и в нашей стране, можно отметить разработки Гусева Е.П., Ковалева В.В., Цыганова А.В. [5], Григорчука В.С. [6]. Принцип действия магнитного амортизатора основан на появлении ЭДС индукции в катушке индуктивности, намотанной на каркасе, расположенном по оси движения поршня амортизатора, имеющего постоянный магнит.

Изменяя силу тока, отбираемого от катушки амортизатора, мы можем регулиро-

вать силу сопротивления амортизатора и получить автоматическую адаптивную подвеску [7, 8].

Постановка задачи

Преимуществами магнитных амортизаторов являются их высокая надежность, долговечность и адаптация к условиям движения транспортного средства. Энергоэффективные подвески не только способствуют оптимальному использованию вибрационной энергии автотранспортного средства, но и повышают плавность хода автомобиля, снижают расход топлива, улучшают экологическую обстановку, особенно в крупных городах.

Применение подобных рекуперативных подвесок особенно эффективно в случаях, когда наблюдается дефицит энергии, например в электромобилях.

Типичная характеристика амортизатора показана на рис. 4. Точка пересечения линий соответствует открытию клапана сжатия или отбоя. У современных амортизаторов открытие клапана происходит при относительных скоростях поршня 0,3-0,5 м/с [9].

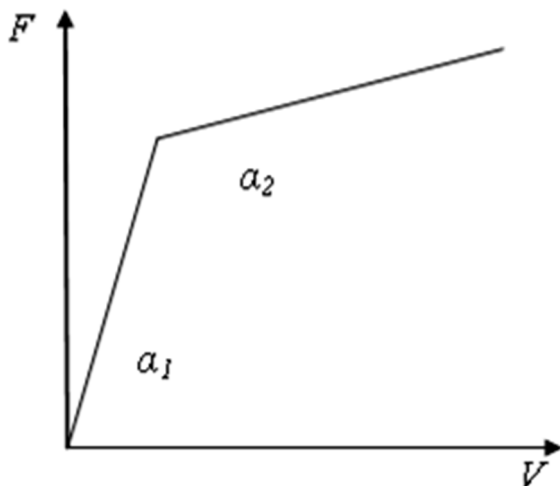


Рис. 4. Типичная характеристика амортизатора

Коэффициент сопротивления амортизатора k определяет тангенс углов наклона прямых линий на рис. 4:

$$\operatorname{tg} \alpha = k = F/v,$$

где v – скорость поршня, м/с; F – сила сопротивления амортизатора, Н.

Следует отметить, что характеристики амортизатора при работе на сжатие и отбой отличаются только углами α .

Механическая мощность, P , Вт, поглощаемая амортизатором, может быть рассчитана по формуле

$$P = Fv$$

или
$$P = \operatorname{tg} \alpha \times v^2. \quad (1)$$

Электрическая мощность, Вт:

$$P = \varepsilon I, \quad (2)$$

где ε – наведенная в катушке амортизатора ЭДС, В; I – отбираемый электрический ток, А.

Учитывая, что индуцированная ЭДС пропорциональна скорости движения поршня $\varepsilon = -d\Phi/dt = kv$, получим

$$P = kvI. \quad (3)$$

Сравнение механической и электрической мощности (уравнения (1) и (2)) показывает, что сила сопротивления амортизатора пропорциональна току [10]:

$$F \sim kI. \quad (4)$$

Поэтому, чтобы изменить угол наклона характеристики, показанной на рис. 4, в два раза, нужно в два раза уменьшить тангенс угла наклона – в два раза снизить коэффициент k .

Задачей разработки является создание системы управления демпфированием колебаний подвески, реализующей типичную характеристику амортизатора (рис. 4) на основе других принципов с возможностью быстрого изменения параметров демпфирования за счет электронной адаптивной информационно-управляющей системы.

Решение задачи

Очевидно, что ЭДС, возникающая в катушке амортизатора, зависит как от вида дорожного покрытия, так и от режима движения. Применение импульсных преобразователей параметров электрической энергии позволяет решить задачу преобразова-

ния уровня напряжения, поступающего от магнитного генератора-амортизатора к уровню, пригодному для заряда аккумуляторной батареи [10-15].

Функциональная электрическая схема устройства управления амортизатором показана на рис. 5 и более подробно описана нами в работе [16].

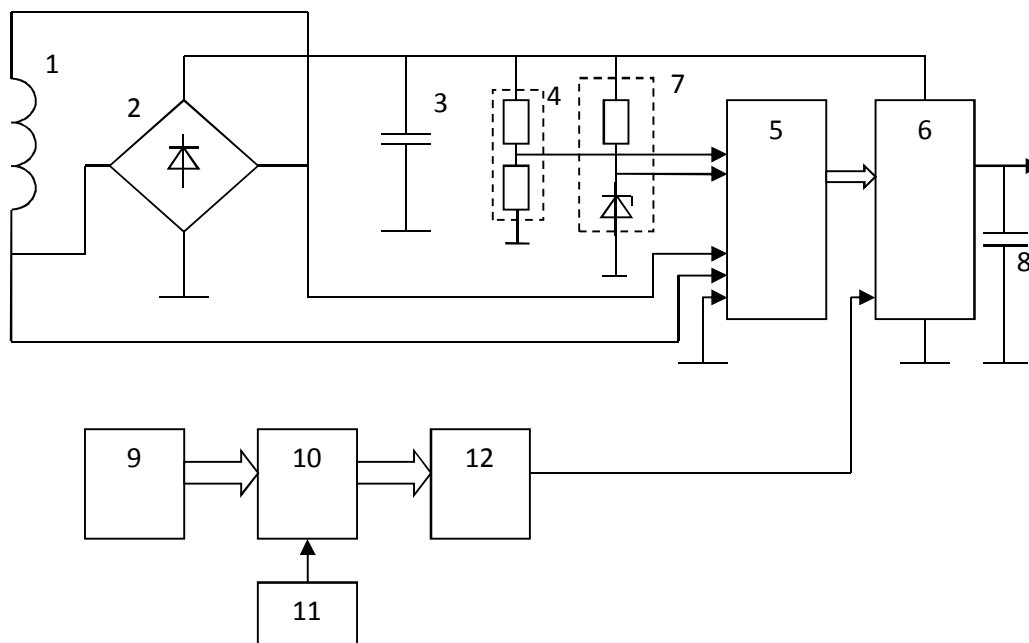


Рис. 5. Функциональная схема устройства управления рекуперативным амортизатором-генератором:
1 – амортизатор-генератор; 2 – диодный мост; 3 – конденсатор; 4 – делитель напряжения;
5 – блок компараторов; 6 – блок отбора мощности; 7 – источник опорного напряжения;
8 – накопительный конденсатор; 9 – энкодер; 10 – ОЗУ; 11 – таймер; 12 – ЦАП

Величина ЭДС, возникающей в катушке генератора 1, прямо пропорциональна скорости изменения магнитного потока, т. е. скорости движения поршня амортизатора. При изменении ЭДС меняется напряжение на конденсаторе 3; прямо пропорциональное ему напряжение снимается с делителя 4 и поступает на вход блока 5 компараторов, выход которого управляет блоком отбора мощности 6. При изменении кода на выходе блока компараторов меняется коэффициент заполнения ШИМ-сигнала, формируемого в блоке отбора мощности. Мощный силовой ключ на время импульса открывается и через него течет ток заряда накопительного конденсатора 8. При скорости движения поршня равной 0,3-0,5 м/с изменение коэффициента заполнения ШИМ-сигнала при срабатывании одного из компараторов блока 5 обеспечивает излом на характеристике амортизатора в соответствии с рис. 4. Пе-

реход от характеристики сжатия к характеристике отбоя определяется знаком ЭДС. При отбое все коэффициенты, определяющие отбираемый ток, необходимо увеличить примерно в 2 раза. Использование электронной схемы управления рекуперативным амортизатором позволяет учесть подрессоренную массу регулированием жесткости подвески. С целью определения массы используется энкодер. В зависимости от массы регулируется коэффициент заполнения ШИМ-сигнала и, соответственно, отбираемая от генератора-амортизатора мощность. В результате удастся поддерживать относительный коэффициент затухания колебаний в необходимых пределах 0,15-0,30.

Таким образом, данная схема позволяет получить амортизаторную характеристику любого вида, регулировать демпфирующие свойства подвески в зависимости от массы транспортного средства.

Моделирование работы информационно-управляющей системы

При моделировании мы использовали среду Simulink [16], при этом реализуется способ визуального программирования, в соответствии с которым пользователь, используя стандартные, взятые из библиотеки блоки, создает модель системы управления.

Пользователю не нужно изучать язык программирования и численные методы математики, а достаточно общих знаний, требующихся при работе на компьютере и, знаний в той предметной области, в которой он работает. Доступ к функциям MATLAB и другим его инструментам является открытым и их можно использовать

в среде Simulink. При моделировании пользователь может выбирать метод решения дифференциальных уравнений, а также способ изменения с фиксированным или переменным шагом модельного времени. В ходе моделирования имеется возможность следить за процессами, происходящими в системе. Для этого применяются специальные устройства наблюдения в библиотеке Simulink.

Смоделированная в среде Simulink схема информационно-управляющей системы, представленная на рис. 6, ранее рассматривалась авторами в работе [16] для случая воздействия на ее вход пилообразного сигнала, моделирующего скорость движения поршня.

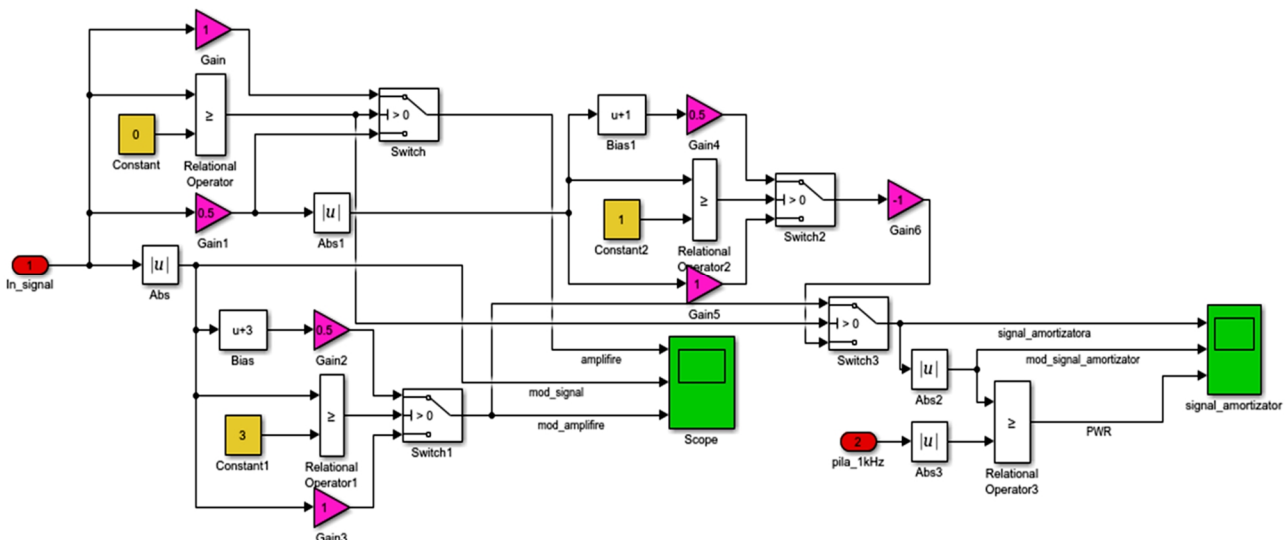


Рис. 6. Имитационная модель в среде Simulink

Рассмотрим влияние на выходной сигнал воздействия случайного микропрофиля дороги. Вопросами описания случайного микропрофиля дороги занимались многие ученые: Певзнер Я.М., Тихонов А.А. [17], Ротенберг Р.В. [18] и др. Методика реализации случайного микропрофиля дороги сводится к определению корреляционной функции.

Для характеристики случайного микропрофиля дороги наиболее часто используют следующие выражения корреляционных функций [19]:

$$R(x) = \sigma^2 e^{-\alpha_1 |x|}, \quad (5)$$

$$R(x) = \sigma^2 e^{-\alpha_2 |x|} \cos \beta_1 x, \quad (6)$$

$$R(x) = \sigma^2 \left(A_1 e^{-\alpha_3 |x|} + A_2 e^{-\alpha_4 |x|} \cos \beta_2 x \right), \quad (7)$$

где σ^2 – квадрат дисперсии, m^2 ; $\alpha_1, \dots, \alpha_4$, β_1, β_2 – параметры, m^{-1} ; A_1, A_2 – безразмерные весовые коэффициенты.

Числовые значения параметров для некоторых видов дорог известны из литературы и представлены в таблице [19].

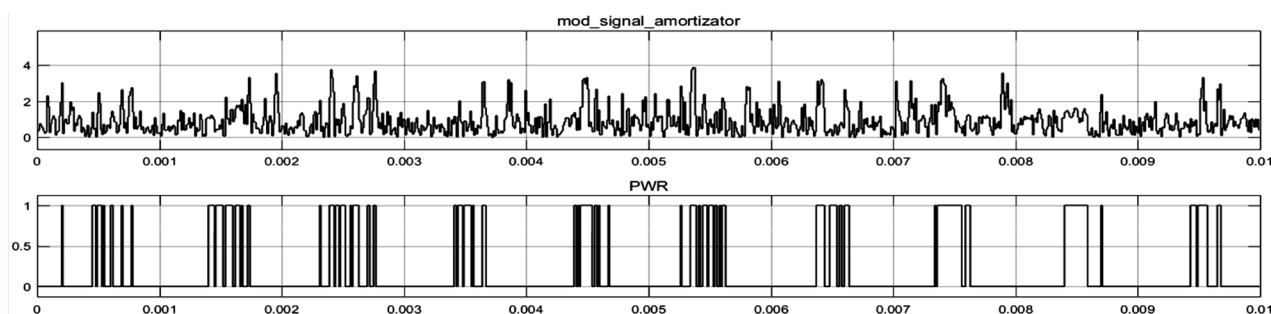
На вход 1 схемы, изображенной на рис. 6, подается случайный сигнал, моделирующий

микропрофиль дороги. На выходе компаратора формируется широтно-модулированный сигнал, коэффициент заполнения которого

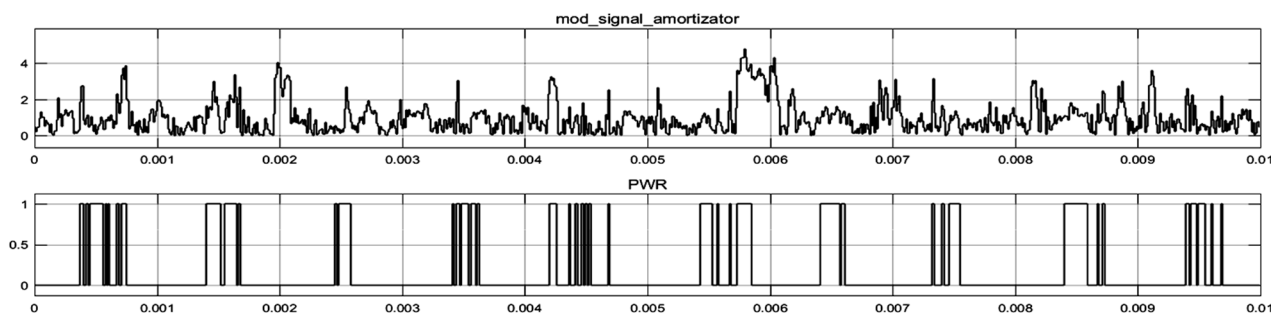
определяется требуемой амортизаторной характеристикой. ШИМ-сигнал для различных дорожных покрытий показан на рис. 7.

Числовые значения параметров для некоторых видов дорог

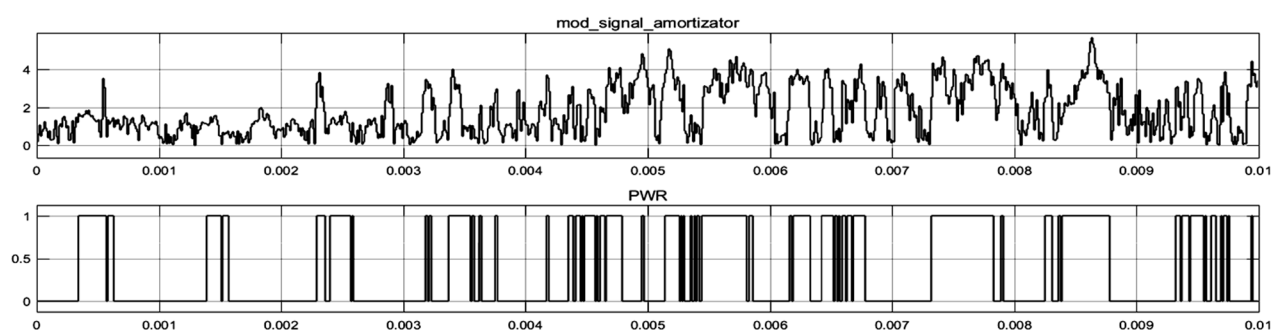
Дорожная поверхность	σ , м	A_1	A_2	$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$, м^{-1}	α_4 , м^{-1}	$\beta_1 = \beta_2$, м^{-1}
Цементобетонная	0,005-0,012	1	0	0,15	0	0
Асфальтированная	0,008-0,012	0,85	0,15	0,20	0,05	0,60
Разбитая грунтовая дорога	0,100-0,140	0,55	0,45	0,085	0,08	0,235



а



б



в

Рис. 7. Модуль сигнала катушки амортизатора и ШИМ-сигнал для управления мощным силовым ключом для дорог с различным покрытием: а – асфальтированная дорога; б – цементобетонная дорога; в – разбитая грунтовая дорога

Эксперимент

Функциональная схема и внешний вид экспериментальной установки для исследе-

дования работы системы управления рекуперативным амортизатором показаны на рис. 8.

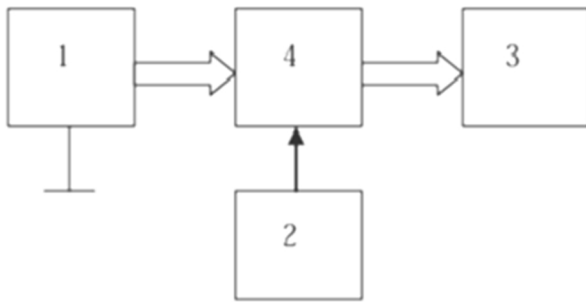


Рис. 8. Экспериментальная установка:

1 – генератор пилообразного напряжения; 2 – источник постоянного напряжения;
3 – осциллограф; 4 – система управления

Результаты эксперимента позволяют сделать вывод о полном подтверждении результатов, полученных при моделировании работы электронной системы управления рекуперативным амортизатором в среде Simulink.

Результаты и обсуждение

Разработана информационно-управляющая система демпфирования колебаний подвески, реализующая типичную характеристику амортизатора на основе других принципов с возможностью быстрого изменения параметров демпфирования за счет электронной адаптивной управляющей системы.

Предложенная система, смоделированная в среде Simulink, автоматически управляемого амортизатора обладает свойством рекуперации энергии, что помогает сэкономить топливо и улучшить экологическую обстановку, особенно важно в городах. Путем регулировки отбираемого тока в катушке амортизатора, мы можем регулировать силу сопротивления амортизатора и получить автомати-

ческую адаптивную подвеску, силу сопротивления амортизатора которой можно регулировать в ручном или автоматическом режиме, в том числе и с учетом микропрофиля дороги.

Выводы

Разработана новая адаптивная информационно-управляющая система демпфирования колебаний, которая

- обладает более высокой эффективностью по сравнению с используемыми в настоящее время;

- в случае применения предложенной системы управления подвеской следует ожидать не только экономии топлива за счет рекуперации энергии колебаний, но и улучшения экологической обстановки;

- следует отметить, что применение предложенных принципов гашения колебаний подвески автотранспортного средства возможно не только в автомобильной технике, но и в других устройствах, например, для повышения класса вибро- и удароустойчивости радиоэлектронной аппаратуры и т. д.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. A Review on Energy-Regenerative Suspension Systems for Vehicles / J.Q. Zhang, Z.Z. Peng, L. Zhang, Y. Zhang // Proceedings of the World Congress on Engineering. 2013. Vol. III. WCE 2013, July 3-5, 2013, London, U.K. P. 1889-1892.

2. Электромагнитная подвеска. URL: <https://perevozka24.ru/pages/elektromagnitnaya-podveska>

3. Zuo L., Zhang P.-S. Energy Harvesting, Ride Comfort, and Road Handling of Regenerative Vehicle Suspensions // Journal of Vi-

bration and Acoustics. February 2013. Vol. 135. P. 011002-1 – 011002-8.

4. GenShock – система подвески, выполняющая функцию регенерации энергии. URL: <http://www.drive2.ru>

5. **Гусев Е.П., Ковалев В.В., Цыганов А.В.** Магнитный амортизатор. Патент РФ № 2286491, МПК F16F6/00, F16F9/34, 27.10.2006.

6. **Григорчук В.С.** Магнитный амортизатор. Патент РФ № 2298118, МПК F16F6/00, 27.04.2007.

7. **Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Блинникова Л.Г., Усачев Ю.В.** Устройство магнитного амортизатора-генератора. Патент РФ на полезную модель 162488 МПК F16F6/00, F16F15/03, 10.06.2016.

8. **Блинникова Л.Г.** Преимущества магнитных автомобильных амортизаторов // Наука и образование XXI века: материалы X Междунар. науч.-практ. конф. 28 октября 2016 г. СТИ. Рязань, 2016. Т. 1. С. 4-7.

9. **Дербаремдикер А.Д.** Гидравлические амортизаторы автомобилей. Москва: Машиностроение, 1969. 236 с.

10. Устройство управления магнитным рекуперативным амортизатором / В.И. Сарбаев, Ю.В. Гармаш, Л.Г. Блинникова, С.Г. Волков // Автомобильная промышленность: науч.-техн. журнал. 2017. № 3. С. 8-10.

11. **Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Блинникова Л.Г.** Энергоэффективная система управления автомобильной подвеской // Актуальные вопросы инновационного развития транспортного комплекса: материалы 5 Междунар. науч.-практ. интернет-конф. 18 апреля - 20 апреля 2016 года. Орел, 2016. С. 42-51.

12. Устройство управления магнитным амортизатором-генератором для автомобиля / В.И. Сарбаев, Г.И. Сидельников, Ю.В. Гармаш, Л.Г. Блинникова // Электроника и электрооборудование транспорта: науч.-техн. журнал. 2015. № 1. С. 7-9.

13. **Гармаш Ю.В., Сарбаев В.И.** Управление электроприводом постоянного тока. Lambert academic publishing. GmbH, Saarbrücken, Germany, 2012.

14. **Лукин А.В., Кастров М.Ю., Крючков В.В.** Цифровое управление импульсными преобразователями напряжения // Практическая силовая электроника. 2007. № 26. С. 4-8.

15. **Chuprov S.G.** Simulation of electrical processes in semiconductor converter using impulse control with high voltage dc motor // Extremerobotics. 2014. Vol. 1. № 1. P. 159-162.

16. Моделирование работы электронного устройства управления рекуперативным магнитным амортизатором в системе Simulink / В.И. Сарбаев, Ю.В. Гармаш, Л.Г. Блинникова, А.Н. Крюков // Электроника и электрооборудование транспорта: науч.-техн. журнал. 2018. № 4. С. 2-5.

17. **Певзнер Я.М., Тихонов А.А.** Исследование статистических свойств микропрофиля основных типов автомобильных дорог // Автомобильная промышленность: науч.-техн. журнал. 1964. № 1. С. 15-19.

18. **Ротенберг Р.В.** Подвеска автомобиля. Москва: Машиностроение, 1972. 392 с.

19. **Тарасик В.П.** Теория движения автомобиля: учебник для вузов. Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2006. 478 с.

Гармаш Юрий Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры «Математические и естественно-научные дисциплины» Рязанского гвардейского высшего воздушно-десантного командного училища Министерства обороны РФ

Yuriy V. Garmash – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Mathematics and Natural Sciences, Ryazan Guards Higher Airborne Command School, Ministry of Defense of the Russian Federation

Блинникова Лариса Геннадьевна – преподаватель кафедры «Математические и естественно-научные дисциплины» Рязанского гвардейского высшего воздушно-десантного командного училища Министерства обороны РФ

Сарбаев Владимир Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры «Наземные транспортные средства» Московского политехнического университета

Larisa G. Blinnikova – Lecturer, Department of Mathematics and Natural Sciences, Ryazan Guards Higher Airborne Command School, Ministry of Defense of the Russian Federation

Vladimir I. Sarbaev – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Land Vehicles, Moscow Polytechnic University

Статья поступила в редакцию 28.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.313.333.2

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Д.А. Хнычев, А.А. Кирякин

DETERMINING PARAMETERS OF THE EQUIVALENT CIRCUIT OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR BASED ON THE RESULTS OF NUMERICAL SIMULATION OF THE ELECTROMAGNETIC FIELD

D.A. Khnychev, A.A. Kiryakin

Статья посвящена разработке метода определения параметров эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором на основе экспериментальных данных, полученных с использованием численного моделирования. В работе представлены результаты стандартных испытаний: опыт нагрузки, холостого хода, короткого замыкания и опыт с вынутым ротором, проведенные с использованием конечно-элементного моделирования в среде Ansys Maxwell. Подробно описаны условия проведения каждого эксперимента и проанализированы полученные данные. Разработанный метод имеет высокую точность определения параметров схемы замещения – расхождение со справочными данными составляет менее 15 %, что позволяет реализовать его практическое применение для инженерных расчетов.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, схема замещения, параметры, численное моделирование, метод конечных элементов

The article is devoted to the development of a method aimed to determine the parameters of the equivalent circuit of an induction motor with a squirrel-cage rotor based on the experimental data obtained using numerical modeling. The paper presents the results of standard tests, such as load, no-load, short-circuit, and rotor-withdrawn experiments, conducted using the finite element modeling in the Ansys Maxwell environment. The conditions for each experiment are described in detail and the obtained data are analyzed. The developed method ensures a high accuracy of the determined parameters in the equivalent circuit, i.e. a discrepancy with the reference data is less than 15 %, which allows its practical application in engineering calculations.

Keywords: induction motor, equivalent circuit, parameters, numerical simulation, finite element method

Введение

Асинхронные двигатели (АД) играют ключевую роль в современном электроприводе, который находит широкое применение в самых разных отраслях промышленности. Особенно актуальным является внедрение в промышленности частотно-регулируемых приводов (ЧРП).

Параметры эквивалентной схемы замещения (СЗ) АД необходимы для точной настройки систем управления двигателем и преобразователем частоты, а также для проведения математического моделирования переходных процессов. В связи с тем, что в большинстве случаев производители в своих каталогах и справочниках не предоставляют полные данные о параметрах СЗ, определение этих параметров становится важной и актуальной задачей при разработке современных ЧРП.

На сегодняшний день существует несколько методов расчета параметров СЗ для АД с короткозамкнутым ротором: на основе каталожных и справочных данных, с использованием аналитических выражений, по экспериментальным данным, а также с применением специализированного программного обеспечения (ПО), например, *Ansys Motor-CAD* и *Ansys RMxprt*.

В работе [1] предложена безытерационная методика определения параметров СЗ АД по каталожным данным. Согласно этой методике, требуется решить квадратное уравнение относительно коэффициента β , представляющего собой отношение активного сопротивления обмотки статора к приведенному активному сопротивлению обмотки ротора.

В исследовании [2] предложен альтернативный подход к вычислению параметров СЗ асинхронного двигателя, основанный на использовании справочных данных. Для нахождения сопротивлений АД решаются три уравнения: два из них основаны на уравнении электромагнитной мощности при номинальном и критическом скольжениях, а третье – на уравнении реактивной мощности рассеяния при номинальном скольжении.

Однако использование в этих методах значительного количества допущений мо-

жет привести к снижению точности определения параметров СЗ и, как следствие, к уменьшению эффективности применения частотно-регулируемых приводов.

Разработке метода расчета параметров СЗ с использованием аналитических выражений посвящена статья [3]. В ней рассматриваются методы и алгоритмы оценки параметров СЗ на основе известных геометрических и электрических данных АД, которые обычно доступны на стадии проектирования.

Определение параметров эквивалентной схемы замещения АД на основе данных, полученных экспериментально, изложено в [4]. Методика предполагает проведение трех опытов, а именно: измерение сопротивления обмотки статора с использованием постоянного тока, опыт холостого хода и короткого замыкания.

С развитием вычислительных технологий и методов численного моделирования, программы, использующие метод конечных элементов, стали активно применяться для расчетов электрических машин еще на стадии их проектирования [5]. Такой подход позволяет провести моделирование двумерной полевой модели и определить параметры СЗ АД с высокой точностью.

Целью данной работы является разработка метода определения параметров СЗ трехфазного АД с короткозамкнутым ротором на основе результатов экспериментов, выполненных с применением численного моделирования.

Исследования были проведены в соответствии со стандартными опытами, установленными ГОСТ Р 53472-2009 [6]. В частности, были выполнены следующие эксперименты: опыт нагрузки, опыт реального холостого хода (ХХ), опыт короткого замыкания (КЗ) и опыт с вынутым ротором. Эксперименты проводились с использованием конечно-элементного моделирования в среде *Ansys Maxwell*.

Конечно-элементное моделирование

Исследования были выполнены для асинхронного двигателя 4А225М4У3. Геометрические размеры магнитной системы

и обмоточные данные были взяты из справочника [7]. Магнитные характеристики сталей задавались с помощью основной кривой намагничивания материала магнитопровода.

Для сокращения времени вычислений расчетная область ограничивалась двумя

полюсными делениями. На рис. 1 изображена двумерная модель исследуемого электродвигателя.

В табл. 1 представлены основные параметры исследуемого электродвигателя.

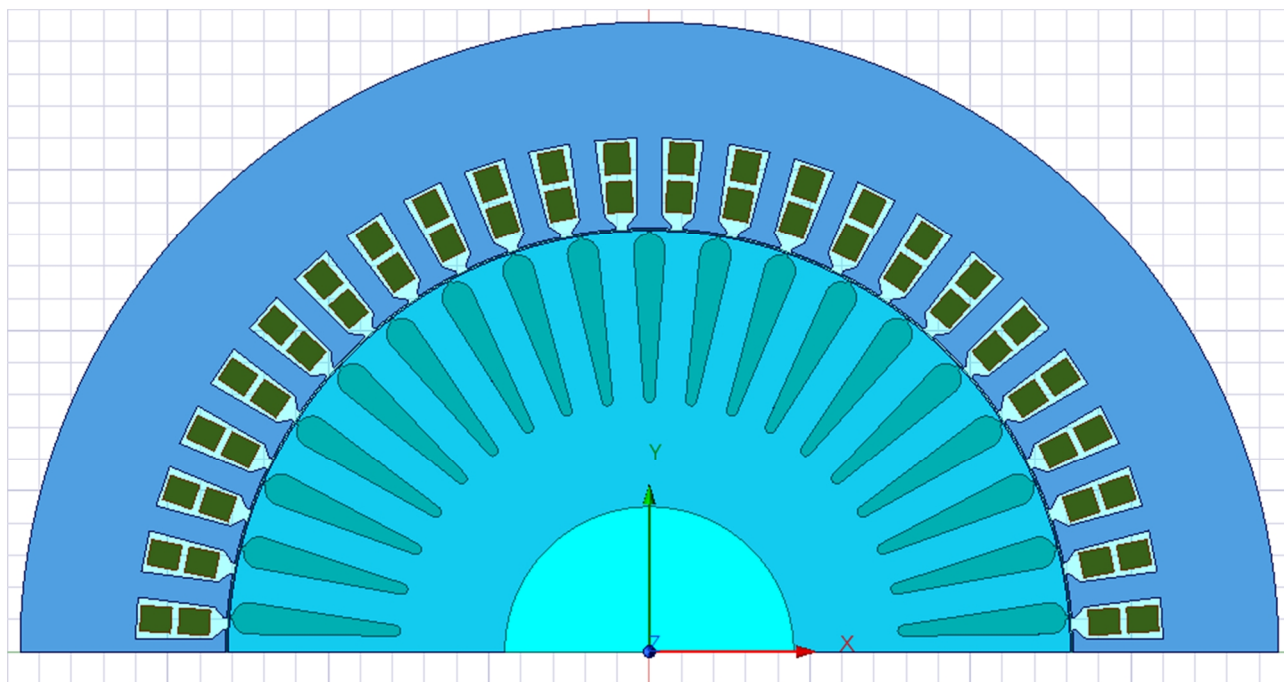


Рис. 1. Двумерная модель АД

Таблица 1 – Основные параметры электродвигателя 4A225M4У3

Параметры	Значения
Номинальная мощность P_2 , кВт	55
Число фаз m	3
Номинальное фазное напряжение U_ϕ , В	220
Частота сети f , Гц	50
Число полюсов $2p$	4
Число пазов статора Z_1	48
Число пазов ротора Z_2	38
Количество параллельных ветвей a	4
Количество эффективных проводников в пазу u_n	26
Число витков в фазе w	52
Активное сопротивление обмотки статора R_1 при температуре 75°C , Ом	0,06

Активное сопротивление обмотки статора было взято из справочных данных и пересчитано для рабочей температуры, так как этот параметр необходим для корректного проведения моделирования.

Исследование проводилось для Т-образной схемы замещения асинхронной машины, где индуктивное и активное сопротивления рассеяния соединены последовательно (рис. 2).

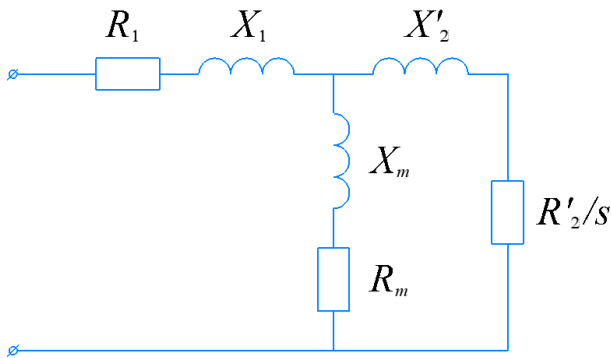


Рис. 2. Т-образная схема замещения АД

Важно отметить, что все эксперименты проводились с двигателем в нагретом состоянии, то есть при температуре обмоток статора и ротора 75 °С.

Опыт холостого хода

Опыт без нагрузки (холостой ход) проводится с учетом механических потерь при номинальном напряжении и частоте питания. На основании данных, полученных в опыте ХХ, определяются активное и индуктивное сопротивления ветви намагничивания.

Механические потери рассчитываются согласно формуле (1), приведенной в [8].

$$P_{\text{мех}} = K_m \cdot \left(\frac{n}{10}\right)^2 \cdot D_a^4, \quad (1)$$

где $K_m = 1,3 \cdot (1 - D_a)$ при $2p \geq 4$; D_a – внешний диаметр статора, м; n – частота вращения ротора, об/мин.

В табл. 2 представлены параметры, полученные в ходе моделирования опыта ХХ, которые необходимы для дальнейших расчетов.

Таблица 2 – Параметры из опыта ХХ

Параметры	Значения
Ток ХХ I_0 , А	24,1
Потери в стали $P_{\text{см}}$, Вт	622,7
Механические потери $P_{\text{мех}}$, Вт	420

Определение параметров ветви намагничивания осуществляется с использованием формул (2)-(12) в соответствии с методикой, изложенной в [6].

Потери в меди статора, Вт:

$$P_{\text{м10}} = 3 \cdot I_0^2 \cdot R_1. \quad (2)$$

Потери ХХ, Вт:

$$P_0 = P_{\text{см}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{м10}}. \quad (3)$$

Коэффициент мощности ХХ:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{3 \cdot U_{\phi} \cdot I_0}; \quad (4)$$

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_0}. \quad (5)$$

Намагничивающий ток, А:

$$I_m = I_0 \cdot \sin \varphi_0; \quad (6)$$

$$Z_0 = \frac{U_{\phi}}{I_m}. \quad (7)$$

Активное сопротивление ветви намагничивания, Ом:

$$R_m = \frac{P_{\text{см}}}{3 \cdot I_m^2}. \quad (8)$$

Индуктивное сопротивление ветви намагничивания, Ом:

$$X_m = \sqrt{Z_0^2 - (R_1 + R_2)^2}. \quad (9)$$

Полное сопротивление ветви намагничивания, Ом:

$$Z_m = \sqrt{X_m^2 + R_m^2}; \quad (10)$$

$$g_{m1} = \frac{R_m}{Z_m^2}; \quad (11)$$

$$b_{m1} = \frac{X_m}{Z_m^2}. \quad (12)$$

Опыт нагрузки

Данный опыт проводится под номинальной нагрузкой при номинальных значениях напряжения и частоты питания с целью определения приведенного активного сопротивления обмотки ротора.

В табл. 3 представлены параметры, полученные в ходе моделирования опыта нагрузки, необходимые для дальнейших расчетов.

Таблица 3 – Параметры из опыта нагрузки

Параметры	Значения
Номинальный ток I_1 , А	98,5
Скольжение s	0,013
Электрические потери в роторе P_p , Вт	919,6
Потери в стали P_{cm} , Вт	1134,2

Приведенное активное сопротивление обмотки ротора рассчитывается с применением формул (13)-(23) в соответствии с методикой, изложенной в [6].

Потери в меди статора, Вт:

$$P_{m1} = 3 \cdot I_1^2 \cdot R_1. \quad (13)$$

Мощность, потребляемая из сети, Вт:

$$P_1 = P_2 + P_{mex} + P_p + P_{cm} + P_{m1}; \quad (14)$$

$$Z_s = \frac{U_\phi}{I_1}; \quad (15)$$

$$R_s = \frac{P_1}{3 \cdot I_1^2}; \quad (16)$$

$$R_{m2} = R_s - R_1; \quad (17)$$

$$X_{m2} = \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}; \quad (18)$$

$$Z_{m2} = \sqrt{R_{m2}^2 + X_{m2}^2}; \quad (19)$$

$$g_2 = \frac{R_{m2}}{Z_{m2}^2} - g_{m1}; \quad (20)$$

$$b_2 = \frac{X_{m2}}{Z_{m2}^2} - b_{m1}; \quad (21)$$

$$y_2 = \sqrt{g_2^2 + b_2^2}. \quad (22)$$

Приведенное активное сопротивление обмотки ротора, Ом:

$$R'_2 = \frac{g_2}{y_2^2} \cdot s. \quad (23)$$

Опыт с вынутым ротором

Этот опыт проводится при токе, не превышающем номинальный ток, и при номинальной частоте питания. Модель ротора заменяется расчетной областью (рис. 3). В результате этого опыта определяется значение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора.

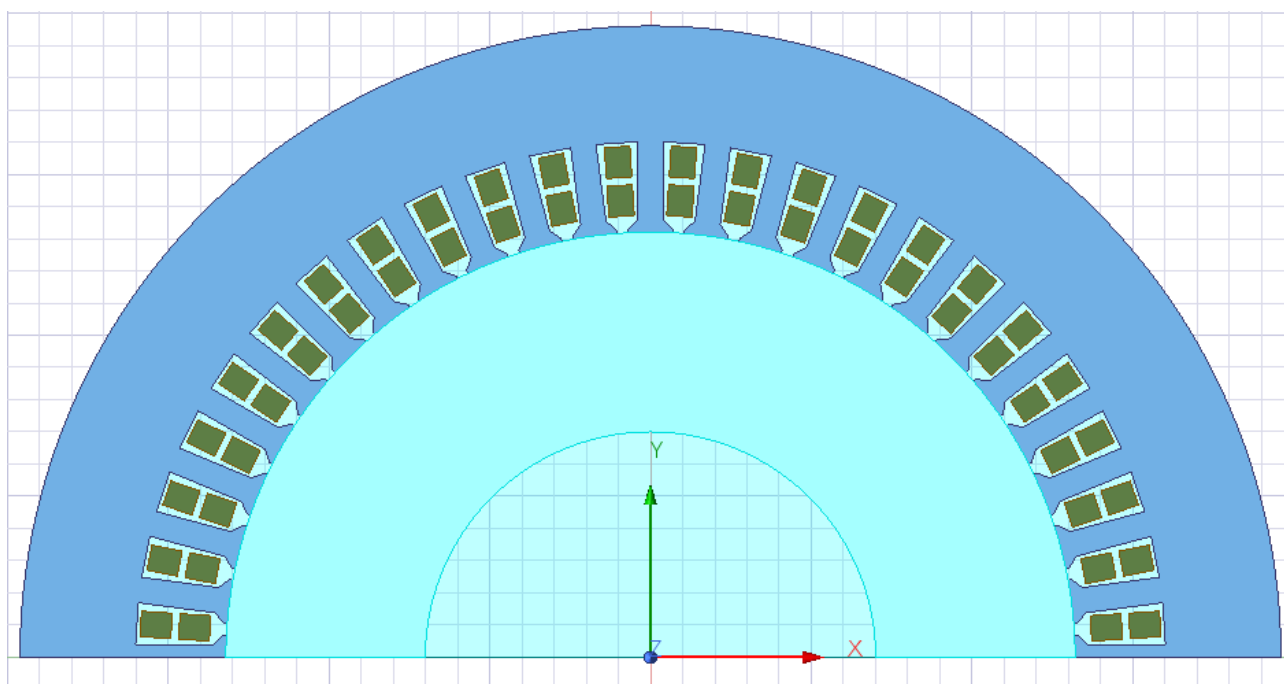


Рис. 3. Расчетная модель АД для опыта с вынутым ротором

В табл. 4 представлены параметры, полученные в ходе моделирования опыта с вынутым ротором, необходимые для дальнейших расчетов.

Таблица 4 – Параметры из опыта с вынутым ротором

Параметры	Значения
Напряжение U , В	33
Ток I , А	97,55
Индуктивность фазы статора L_1 , мкГн	662

Для определения индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора применяется формула (24).

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, Ом:

$$X_1 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_1. \quad (24)$$

Опыт короткого замыкания

Опыт КЗ проводится с заторможенным ротором при пониженном напряжении, номинальном токе и частоте питания. В ходе данного опыта определяется приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора.

В табл. 5 представлены параметры, полученные в ходе моделирования опыта КЗ, необходимые для дальнейших расчетов.

Таблица 5 – Параметры из опыта КЗ

Параметры	Значения
Напряжение КЗ U_K , В	45,62
Ток КЗ I_K , А	98,5

Приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора вычисляется с помощью формул (25)-(30).

Для начала рассчитывается полное сопротивление фазы в режиме КЗ, Ом:

$$Z_K = \frac{U_K}{I_K}. \quad (25)$$

Затем выполняются преобразования СЗ для опыта КЗ, как показано на рис. 4. Выполнена замена активных и индуктивных сопротивлений на полные сопротивления. Суммарное полное сопротивление ветви намагничивания и ротора Z_{m-r} определяется как параллельное соединение полного сопротивления ветви намагничивания Z_m и полного сопротивления ротора Z_2 . Следовательно, зная полное сопротивление фазы в режиме КЗ Z_K и полное сопротивление фазы статора Z_1 , можно определить суммарное полное сопротивление ветви намагничивания и ротора.

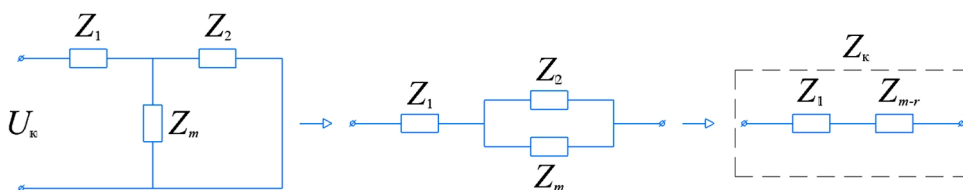


Рис. 4. Преобразования СЗ для опыта КЗ

Полное сопротивление фазы статора, Ом:

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}. \quad (26)$$

Суммарное полное сопротивление ветви намагничивания и ротора:

$$Z_{m-r} = Z_K - Z_1; \quad (27)$$

$$Z_{m-r} = \frac{Z_m \cdot Z_2}{Z_m + Z_2}. \quad (28)$$

Из формулы (28) выражаем полное сопротивление ротора, Ом:

$$Z_2 = \frac{Z_{m-r} \cdot Z_m}{Z_m - Z_{m-r}}. \quad (29)$$

Приведенное индуктивное сопротивление обмотки ротора, Ом:

$$X_2' = \sqrt{Z_2^2 - R_2'^2}. \quad (30)$$

Результаты моделирования

Параметры СЗ АД, полученные в результате моделирования опытов и последующих расчетов, в сопоставлении с данными справочника [7] представлены в табл. 6. В справочнике параметры СЗ представлены для упрощенной Г-образной схемы замещения, поэтому для корректного сравнения они были пе-

ресчитаны для Т-образной схемы замещения.

Анализ данных (табл. 6) показывает, что максимальное отличие результатов расчетов параметров СЗ на основе применения разработанной методики со справочными данными составляет менее 15 %. Это значение находится в пределах допустимого диапазона для инженерных расчётов.

Таблица 6 – Параметры СЗ АД

Параметры СЗ	Методика	Справочник	Погрешность, %
X_1 , Ом	0,208	0,185	12,43
R'_2 , Ом	0,03	0,032	6,25
X'_2 , Ом	0,252	0,296	14,87
X_m , Ом	9,143	9,231	0,95
R_m , Ом	0,359	данные не приведены	–

Заключение

Разработанный метод обеспечивает достаточно высокую точность определения параметров схемы замещения асинхронного двигателя на основе экспериментально полученных данных с исполь-

зованием специализированного ПО. Данный метод отличается простотой реализации, минимальным количеством опытов и реализацией пошагового алгоритма обработки результатов испытаний.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Мошинский Ю.А., Беспалов В.Я., Кирякин А.А.** Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным // Электричество. 1998. № 4. С. 38-42.

2. **Котенев В.И., Котенев А.В., Кочетков В.В.** Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором по справочным данным // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2016. №. 6. С. 13-17.

3. **Boglietti A., Cavagnino A., Lazzari M.** Computational algorithms for induction-motor equivalent circuit parameter determination. P. I: Resistances and leakage reactances // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2010. Т. 58. №. 9. С. 3723-3733.

4. **Mashar A., Mudawari A.** Determination of three-phase induction motor equivalent circuit parameters experimentally // International Seminar of Science and Applied Tech-

nology (ISSAT 2020). Atlantis Press. 2020. С. 209-214.

5. **Ling Z., Zhou L., Guo S., Zhang Y.** Equivalent circuit parameters calculation of induction motor by finite element analysis // IEEE Transactions on Magnetics. 2014. Т. 50. № 2. С. 833-836.

6. ГОСТ Р. 53472-2009. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний. Москва: Стандартинформ, 2011. 41 с.

7. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. Москва: Альянс, 2023. 504 с.

8. Проектирование электрических машин: учебник для бакалавров / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев; под ред. И.П. Копылова; 4-е изд., перераб. и доп. Москва: Юрайт, 2015. 767 с.

Хнычев Данила Андреевич – магистрант кафедры «Электромеханики, электрических и электронных аппаратов» Национального исследовательского университета «МЭИ», инженер, АО «Корпорация «ВНИИЭМ», Москва

Кирякин Алексей Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электромеханики, электрических и электронных аппаратов» Национального исследовательского университета «МЭИ», ведущий инженер, АО «Корпорация «ВНИИЭМ», Москва

Danila A. Khnychev – Master's student, Department of Electromechanics, Electrical and Electronic Equipment, National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Engineer at VNIIEM Corporation, Moscow

Alexey A. Kiryakin – Ph.D. (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electromechanics, Electrical and Electronic Equipment, National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Lead Engineer at VNIIEM Corporation, Moscow

Статья поступила в редакцию 26.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.313.12:620.92

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО СОСТАВА КРИВОЙ ЭДС ОБМОТКИ ЯКОРЯ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ДУГОСТАТОРНОГО ИНДУКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

В.П. Бутко, Р.В. Кузьмин

ASSESSING EFFECTS OF HARMONIC COMPOSITION OF THE CURVE OF THE EMF ARMATURE WINDING ON THE ENERGY PERFORMANCE OF AN ARC-SHAPED STATOR INDUCTOR GENERATOR

V.P. Butko, R.V. Kuzmin

Применение современных систем электроснабжения на основе возобновляемых источников энергии является важной задачей на сегодняшний день. Использование систем на основе микроГЭС для низкопотенциальных водотоков имеет ряд преимуществ и недостатков, одними из которых являются необходимость использования устройства, повышающего скорость вала, и невозможность погружения генератора в воду. Для устранения этих недостатков предлагается микроГЭС на базе дугостаторного индукторного генератора. Предложенное устройство имеет нетрадиционную конструкцию и требует тщательного подхода к исследованию характеристик и энергетических показателей, таких как коэффициент полезного действия и коэффициент активной мощности машины. Исследуемая машина была разделена на две зоны, центральную и краевую. На базе метода конечных элементов была составлена модель центральной зоны и получено распределение ее магнитного поля. Также была получена кривая ЭДС обмотки якоря и проведено ее исследование на гармонический состав. Все нечетные гармонические составляющие попадают в предельно допустимые значения по ГОСТ, суммарный коэффициент нечетных гармонических составляющих равен 6,045 %. При анализе влияния высших гармонических составляющих на энергетические показатели было выявлено, что гармоники снижают КПД представ-

The use of modern power supply systems based on renewable energy sources is an important task today. The use of the systems based on micro hydroelectric power plants for low-potential watercourses has a number of advantages and disadvantages, one of which is the need to use a device that increases the shaft speed, and impossibility of immersing the generator in the water. To eliminate these disadvantages, a micro hydroelectric power plant based on an arc-stator inductor generator is proposed. The given device has an unconventional design and requires a careful approach to the study of the characteristics and energy indicators, such as efficiency and active power factor of the machine. The machine under study was divided into two zones, central and marginal. Based on the finite element method, a model of the central zone was compiled and distribution of its magnetic field was obtained. Also, the EMF curve of the anchor winding was obtained and its harmonic composition was studied. All odd harmonic components fall within the maximum permissible values according to GOST, the total coefficient of odd harmonic components is 6,045 %. When analyzing the influence of higher harmonic components on the energy indicators, it was found that harmonics reduce the efficiency of the presented model by 0,46 %, and the active power factor by 3,3 %. To increase the accuracy of calculations during the design process, recommen-

ленной модели на 0,46 %, а коэффициент активной мощности на 3,3 %. Для увеличения точности расчетов в процессе проектирования были выработаны рекомендации, которые будут учитываться в будущем.

Ключевые слова: микроГЭС, дугогасторный индукторный генератор, энергетические показатели, коэффициент полезного действия, коэффициент активной мощности, качество электрической энергии, гармонический состав

Введение

На сегодняшний день одним из ключевых положений энергетики является использование возобновляемых природных ресурсов в качестве источников энергии [1-3]. Энергетические показатели современных систем электроснабжения на основе возобновляемых источников энергии (ВИЭ) достигли достаточно высоких значений. Использование в качестве ВИЭ объектов малой гидроэнергетики имеет как никогда высокую актуальность, поскольку территория Российской Федерации пронизана сетью как малых, так и крупных рек, строительство на которых полноценных ГЭС не представляется возможным. Объекты малой гидроэнергетики – микроГЭС в общем случае представляют собой набор следующих элементов: генератор, гидротурбина и система регулирования и стабилизации выходных параметров [4, 5]. Однако стандартные системы типа микроГЭС при использовании их на низкопотенциальных водотоках имеют ряд следующих недостатков:

1. Для использования энергии реки на стандартных синхронных генераторах необходим мультипликатор, который будет повышать скорость вращения, передаваемую от гидротурбины.

2. Установка генератора непосредственно в русло невозможна, поскольку в данном случае он должен быть полностью герметичен.

Для исключения описанных выше недостатков предлагается использовать свободнопоточную микроГЭС на основе дугогасторного индукторного генератора [6, 7]. Установка представляет собой специальную

ations were developed to be taken into account in the future.

Keywords: *micro hydroelectric power station, arc-stator inductor generator, energy indicators, efficiency, active power factor, quality of electrical energy, harmonic composition*

электрическую машину особой конструкции, которая включает в себя дуговой статор и ротор (рис. 1). Дуговой статор содержит обмотку якоря, выполненную в виде катушек и установленную на зубцы. Магнитопровод набирается из листов изотропной холоднокатаной электротехнической стали специальной формы и шихтуется в радиальном направлении. Ротор генератора конструктивно объединен с пропеллерной гидротурбиной. На ободе колеса гидротурбины устанавливаются зубцы ротора, которые набираются из листов электротехнической стали, идентичной стали магнитопровода статора. Таким образом, генератор представляет собой безредукторную конструкцию, ротор (гидротурбина) которой способен погружаться на 4/5 диаметра в воду без последствий для силовой части генератора [8, 9].

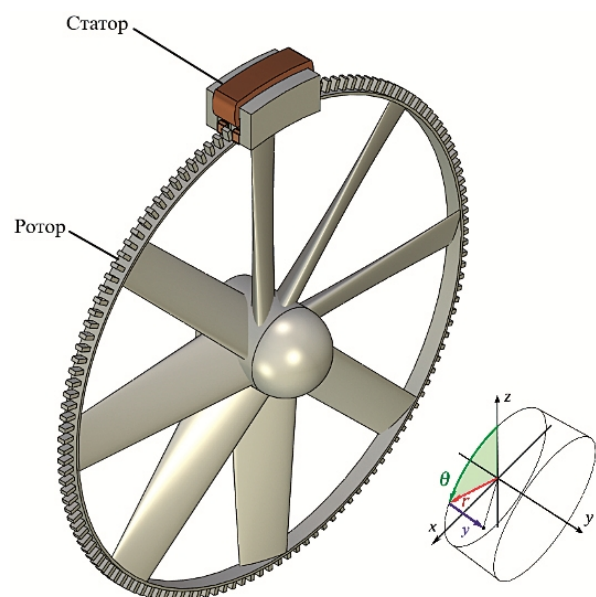


Рис. 1. Дугогасторный индукторный генератор

Описанный генератор имеет нестандартную для электрических машин конструкцию с аксиально направленным потоком и разомкнутым магнитопроводом. И для обеспечения потребителей электрической энергией установленного качества необходимо произвести исследование характеристик и энергетических показателей данной машины.

Целью настоящего исследования является оценка влияния гармонического состава кривой ЭДС обмотки якоря генератора на его энергетические показатели.

Задачи исследования:

1. Произвести моделирование описанного устройства на основе метода конечных элементов.
2. Произвести анализ и оценку гармонического состава кривой ЭДС обмотки якоря полученной модели.
3. Определить влияние полученного гармонического состава на энергетические показатели машины.

Объект и методы исследования

Расчет и моделирование такой нестандартной электрической машины имеет ряд сложностей, одной из которых является отсутствие возможности производить моделирование в двухмерном программном обеспечении, в виду особенностей конструкции [10, 11]. Для предложенной кон-

струкции возможно только моделирование трехмерного распределения магнитного поля. Для упрощения моделирования и сокращения времени расчета целесообразнее производить отображение и исследование отдельных участков дуги статора, разделив всю дугу на две зоны: центральную, в которой зубцы статора имеют прямоугольную форму и зубцы ротора проходят мимо под прямым углом, и краевую, в которой зубцы статора имеют скос, улучшающий гармонический состав, а зубцы ротора входят в зазор с угловым смещением.

На основе метода конечных элементов была создана модель центральной генератора (рис. 2). Параметры исследуемой установки для реки Амур представлены в табл. 1.

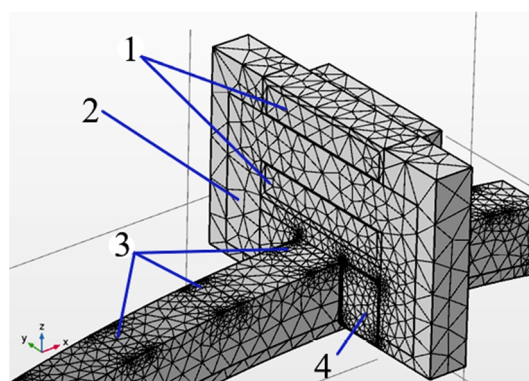


Рис. 2. Конечно-элементная модель центральной зоны генератора:

- 1 – обмотка возбуждения; 2 – магнитопровод;
3 – зубцы ротора; 4 – катушка обмотки якоря

Таблица 1 – Параметры исследуемой машины

Характеристика	Единицы измерения	Значение
Мощность	ВА	3353
Номинальное фазное напряжение	В	220
Коэффициент активной мощности	о.е.	0,9
Число фаз	шт.	1
Частота выходного напряжения	Гц	50
Номинальная частота вращения колеса гидротурбины	об/мин	33,446
Число зубцов ротора	шт.	90
Число катушек обмотки якоря	шт.	14
Число витков в фазе обмотки якоря	шт.	742
Число витков обмотки возбуждения	шт.	459
Индукция в зазоре	Тл	0,7
Воздушный зазор	м	0,002
Расчетный КПД	о.е.	0,654

Результаты моделирования и их анализ

Исходя из модели распределения магнитного поля (рис. 3), можно сказать, что модель работает адекватно, уровни индукции в магнитной цепи соответствуют ранее рассчитанным.

Для анализа кривой ЭДС на высшие гармонические составляющие необходимо произвести ее разложение в ряд Фурье (рис. 4). Также для сравнения на одно поле выведем кривую первой гармонической составляющей.

При анализе кривой выяснено, что амплитудное значение ЭДС катушки равно

25,2 В. Амплитудное значение первой гармоники ЭДС для одной катушки составило 22,32 В, что в пересчете на все катушки обмотки составит 312,48 В. Действующее значение составило 220,96 В.

В табл. 2 приведены результаты разложения кривой на высшие гармонические составляющие и их соответствие ГОСТ [12].

Согласно разложению в ряд Фурье в исследуемой кривой присутствуют четные высшие гармонические составляющие, что является допустимым для индукторных генераторов. Это вызвано несинусоидальным характером изменения магнитной проводимости воздушного зазора [13-15].

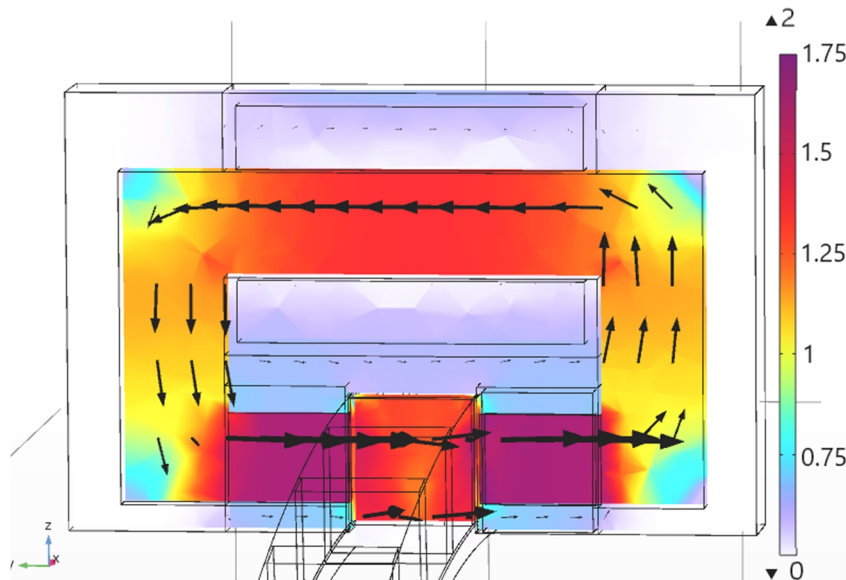


Рис. 3. Распределение магнитного поля центральной зоны

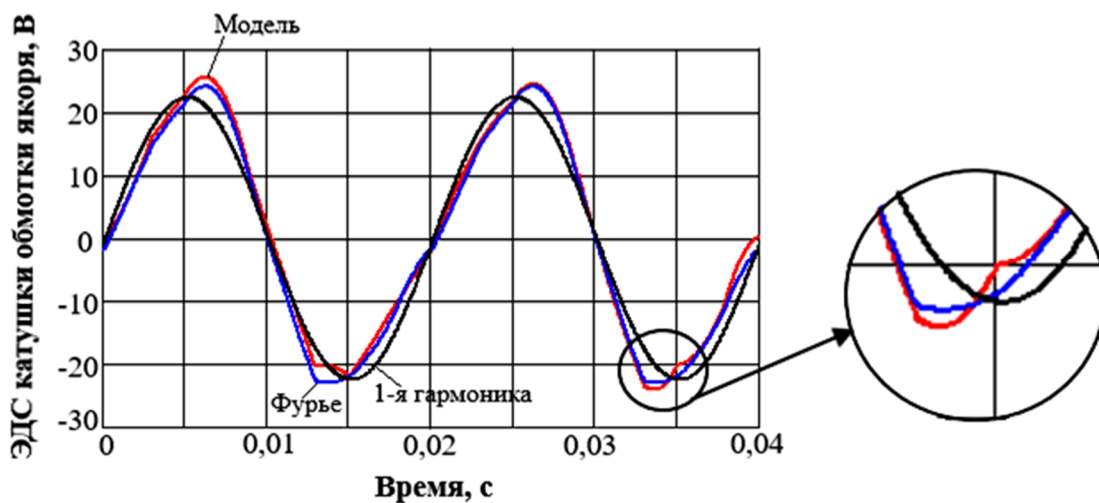


Рис. 4. Кривая ЭДС обмотки якоря одной катушки на едином поле с кривой Фурье и 1-й гармонической составляющей

Таблица 2 – Результаты расчетов и проверка соответствия отечественным стандартам

Коэффициент гармонической составляющей, %	Нормально допустимое значение	Предельно допустимое значение	Удовлетворяет или не удовлетворяет ГОСТ 32144-2013
–	–	–	–
16,807	2	3	нет/нет
0,44	5	7,5	да/да
0,863	1	1,5	да/да
2,936	6	9	да/да
0,632	0,5	0,75	нет/да
0,509	5	7,5	да/да
0,621	0,5	0,75	нет/да
0,51	1,5	2,25	да/да
0,224	0,5	0,75	да/да
0,25	3,5	5,25	да/да
0,122	0,2	0,3	да/да
0,212	3	4,5	да/да
0,207	0,2	0,3	нет/да
0,104	0,3	0,45	да/да

Согласно ГОСТ, необходимо рассматривать гармоники от 1 до 40, включительно, однако результаты расчета показали, что все коэффициенты гармонических составляющих от 15 гармоники и выше не превышают 0,2 %, что соответствует требованиям. Значение суммарного коэффициента нечетных гармонических составляющих составило 6,045 %, что является допустимым, поскольку по требованиям это значение не должно превышать нормально допустимое значение в 8 %.

Высшие гармонические составляющие являются паразитными. Их наличие в кривой говорит о том, что в генераторе будут происходить дополнительные потери, выделяемые в виде тепла [16-18]. Если рассматривать только потери активной энергии, то потери от высших гармоник определяются стандартным выражением (1)

$$P_{\text{гарм}} = \sum_{n=2}^{40} I_{Я(n)}^2 r_{Я}, \quad (1)$$

где $I_{Я(n)}$ – ток якоря соответствующей гармоники, А; $r_{Я}$ – активное сопротивление обмотки якоря, Ом.

При номинальном токе якоря 15,24 А и сопротивлении обмотки возбуждения 2,803 Ом, потери составят 19,128 Вт. Коэффициент полезного действия при этом

уменьшится и составит 0,651, что на 0,46 % меньше, чем расчетное значение.

Рассматривая коэффициент активной мощности, как один из энергетических показателей, его зависимость от гармоник можно описать так (2):

$$\cos \varphi = \frac{P_G}{U I_{ЯГАРМ}}, \quad (2)$$

где P_G – мощность генератора, Вт; U – номинальное фазное напряжение, В; $I_{ЯГАРМ}$ – полное действующее значение тока якоря с учетом высших гармонических, А.

Номинальная активная мощность рассматриваемого генератора составляет 3017,5 Вт. Полный ток якоря с учетом высших гармонических составляет 15,761 А. Коэффициент активной мощности окажется равным 0,87. Отклонение от принятого коэффициента составляет 3,3 %.

Выводы

В статье представлен анализ влияния высших гармоник на показатели дугостаторного индукторного генератора. Для улучшения показателей в процессе расчетов и проектирования предлагается увеличить коэффициент добавочных потерь, который ранее составлял 0,005 до 0,01,

что поможет учесть потери активной энергии, вызванные высшими гармоническими составляющими. Также предлагается принимать с 5 % запасом коэффициент активной мощности, для компенсации погрешности на высшие гармоники. На выходе

обмотки якоря рекомендуется устанавливать синусный фильтр, который будет отсеивать высшие гармонические составляющие и поставлять потребителю электроэнергию, соответствующую нормам и требованиям.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Halkos G.E., Gkampoura E.C.** Reviewing usage, potentials, and limitations of renewable energy sources // *Energies*. 2020. Т. 13. № 11. Р. 2906.
2. Гибридные энергетические комплексы на базе нескольких разнородных возобновляемых источников энергии / Я.М. Кашин, А.С. Кеязев, Л.Е. Копелевич и др. Краснодар: Кубан. гос. технолог. ун-т, 2024. 256 с.
3. **Naúmenko T.V., Kózyreva M.S.** Fuentes de energía renovable y el problema de modernización de los instrumentos institucionales en América Latina // *Iberoamerica*. 2022. № 3. Р. 57-84. DOI 10.37656/s20768400-2022-3-03.
4. Optimal design of hydrokinetic turbine for low-speed water flow in Golden Gate Strait / S. Mohammadi, M. Hassanalian, H. Arionfard et al. // *Renewable Energy*. 2020. Vol. 150. Pp. 147-155. DOI: 10.1016/j.renene.2019.12.142.
5. **Tian W., Mao Z., Ding H.** Design, test and numerical simulation of a low-speed horizontal axis hydrokinetic turbine // *International Journal of Naval Architecture and Ocean Engineering*. 2018. Vol. 10 (6). Pp. 782-793. DOI: 10.1016/j.ijnaoe.2017.10.006.
6. Патент на полезную модель № 10791 U1 Российская Федерация, МПК F03D 1/00. Генератор для микроГЭС: № 98121288/20: заявл. 23.11.1998: опубл. 16.08.1999 / В.М. Кузьмин, Р.В. Кузьмин; заявитель Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет.
7. Gearless Micro Hydropower Plant for Small Water-Course / Yu. Dementyev, R. Kuzmin, A. Serikov et al. // *Acta Polytechnica Hungarica*. 2017. Vol. 14. № 4. Pp. 155-166. DOI 10.12700/APH.14.4.2017.4.9.
8. Генератор микроГЭС для низкопотенциальных водотоков / Р.Н. Хамитов, Р.В. Кузьмин, А.С. Мешков и др. // Омский научный вестник. 2022. № 2 (182). С. 59-63. DOI 10.25206/1813-8225-2022-182-59-63.
9. Бутко В.П., Кузьмин Р.В. Система децентрализованного электроснабжения на базе микроГЭС с автобалластной системой стабилизации выходных параметров // *Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона*. 2024. № 1 (38). С. 26-30.
10. Анализ электромеханических систем методами имитационного моделирования / С.Н. Иванов, К.К. Ким, А.А. Просолович, М.И. Хисматулин // *Ученые записки Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета*. 2021. № 3 (51). С. 29-38. DOI 10.17084/20764359-2021-51-29.
11. Разработка и основы теории двухмерных электрических машин для систем автономного электроснабжения / Б.Х. Гайтов, Т.Б. Гайтова, С.Р. Шарифуллин, А.В. Самородов // *Известия вузов. Электромеханика*. 1999. № 4. С. 3-6.
12. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Москва: Стандартинформ, 2014. 20 с.
13. **Балагуров В.А.** Проектирование специальных электрических машин переменного тока: учеб. пособие. Москва: Высшая школа, 1982. 272 с.
14. **Dīļev G., Ose-Zaļā B., Jakobson E.** Self-Excitation of low-speed inductor generator // *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences*. 2012. Т. 49. № 4. Р. 21-28.
15. **Fletcher J., Yang J.** Introduction to doubly-fed induction generator for wind

power applications // Paths to sustainable energy. 2010. P. 259-278.

16. **Федоров М.М., Ивченко Н.В., Ткаченко А.А.** Особенности теплового состояния асинхронных двигателей при несимметрии питающего напряжения // Научный вестник Донбасской государственной машиностроительной академии. 2013. № 1. С. 164-170.

17. Power loss analysis in thermal design of electrical machines / R. Wrobel et al. //

2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD). IEEE, 2015. Pp. 118-126.

18. **Weili L., Chunwei G., Ping Z.** Calculation of a complex 3-D model of a turbo-generator with end region regarding electrical losses, cooling, and heating // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2011. T. 26. № 4. P. 1073-1080.

Бутко Владимир Павлович – аспирант, ассистент кафедры «Электромеханика» Комсомольского-на-Амуре государственного университета

Кузьмин Роман Вячеславович – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электромеханика» Комсомольского-на-Амуре государственного университета

Vladimir P. Butko – Postgraduate student, Teaching Assistant, Department of Electromechanics, Komsomolsk-on-Amur State University

Roman V. Kuzmin – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electromechanics, Komsomolsk-on-Amur State University

Статья поступила в редакцию 18.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.3.078

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ДОБЫВАЮЩЕЙ СКВАЖИНЫ С ВЕНТИЛЬНЫМ ПОГРУЖНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Ф.А. Сабадаш, В.С. Шуев, И.А. Косорлуков, А.В. Стариков

MATHEMATICAL MODEL OF AN ELECTRICAL COMPLEX OF A PRODUCTION WELL WITH THE BRUSHLESS DC ELECTRIC MOTOR

Ph.A. Sabadash, V.S. Shuev, I.A. Kosorlukov, A.V. Starikov

В статье рассмотрена математическая модель электротехнического комплекса добывающей скважины, оснащенной погружным центробежным насосом с вентильным двигателем, как объекта управления. Приведены уравнения движения всех элементов рассматриваемого электротехнического комплекса и найдены их передаточные функции. Предложено учитывать влияние изменения момента на валу центробежного насоса на ток нагрузки вентильного двигателя и динамические свойства электротехнического комплекса добывающей скважины. Полученная передаточная функция электротехнического комплекса добывающей скважины может быть использована при синтезе регуляторов системы векторного управления вентильным электродвигателем.

Ключевые слова: добывающая скважина, вентильный погружной электродвигатель, передаточная функция

Введение

Электротехнический комплекс добывающей скважины, оснащенной центробежным насосом с вентильным погружным электродвигателем (ВПЭД) состоит из низковольтного преобразователя частоты (ПЧ), повышающего трансформатора (ТПН), кабельной линии (КЛ) и собственно двигателя М (см. рисунок). Как правило, в пре-

The article considers a mathematical model of the electrical complex of a production well equipped with a submersible centrifugal pump with the brushless DC electric motor as a control object. The equations of motion of all elements of the considered electrical complex are given and their transfer functions are found. It is proposed to take into account the influence of the change in the torque on the shaft of the centrifugal pump on the load current of the brushless DC electric motor and dynamic properties of the electrical complex of the production well. The developed transfer function of an electrical complex of the production well can be used in the synthesis of regulators of the vector control system of the submersible brushless DC electric motor.

Keywords: production well, submersible brushless DC electric motor, transfer function

образователе частоты реализовывают систему бездатчикового векторного управления ВПЭД. Для корректного выбора параметров регуляторов системы векторного управления необходимо знать математическую модель объекта управления, под которым понимается совокупность повышающего трансформатора, соединительного кабеля КЛ и вентильного двигателя.

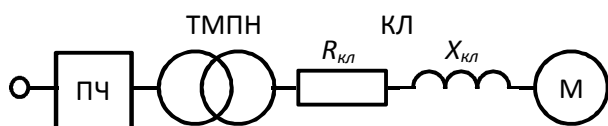


Схема электротехнического комплекса добывающей скважины с вентильным погружным электродвигателем

В связи с этим целью проводимого исследования является разработка математической модели электротехнического комплекса добывающей скважины с вентильным погружным электродвигателем, адаптированной к задачам управления этим комплексом.

Решение задачи

Для решения поставленной задачи рассмотрим уравнения движения каждого элемента, входящего в состав электротехнического комплекса добывающей скважины, оснащенной погружным центробежным насосом с вентильным двигателем.

В первую очередь рассмотрим математическую модель повышающего трансформатора ТМПН. Для каждой фазы двухобмоточного трансформатора (например, фазы А) при группе соединения обмоток $I/I-6$ справедлива следующая система уравнений [1, 2]

$$\left. \begin{aligned} U_{1A} &= R_{1mp} I_{1A} + L_{\sigma 1} \frac{dI_{1A}}{dt} + \\ &+ L_m \frac{dI_{1A}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} L_m \frac{dI_{2A}}{dt}; \\ 0 &= R_{2mp} I_{2A} + L_{\sigma 2} \frac{dI_{2A}}{dt} + \\ &+ \frac{w_2^2}{w_1^2} L_m \frac{dI_{2A}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} L_m \frac{dI_{1A}}{dt} + U_{2A}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_{1A} , I_{1A} , R_{1mp} , $L_{\sigma 1}$ и w_1 – напряжение, ток, активное сопротивление, индуктивность рассеяния и число витков первичной обмотки; U_{2A} , I_{2A} , R_{2mp} , $L_{\sigma 2}$ и w_2 – напряжение, ток, активное сопротивление, индуктивность рассеяния и число витков вторичной обмотки; L_m – взаимная индуктивность; t – время.

При этом U_{1A} , I_{1A} , U_{2A} и I_{2A} являются произвольными функциями времени. Вводя обозначения полных собственных индуктивностей первичной и вторичной обмоток

$$L_{1mp} = L_m + L_{\sigma 1}; \quad L_{2mp} = \frac{w_2^2}{w_1^2} L_m + L_{\sigma 2},$$

систему уравнений (1) можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{1A} &= R_{1mp} I_{1A} + L_{1mp} \frac{dI_{1A}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} L_m \frac{dI_{2A}}{dt}; \\ 0 &= R_{2mp} I_{2A} + L_{2mp} \frac{dI_{2A}}{dt} + \frac{w_2}{w_1} L_m \frac{dI_{1A}}{dt} + \\ &+ U_{2A}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Перейдем в (2) к операторной форме записи

$$\left. \begin{aligned} U_{1A} &= (R_{1mp} + L_{1mp} p) I_{1A} + \frac{w_2}{w_1} L_m p I_{2A}; \\ 0 &= (R_{2mp} + L_{2mp} p) I_{2A} + \frac{w_2}{w_1} L_m p I_{1A} + \\ &+ U_{2A}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования.

Используя систему уравнений (3), найдем передаточную функцию трансформатора $W_{U_{2A}U_{1A}}(p) = \frac{U_{2A}(p)}{U_{1A}(p)}$, связывающую

изображение выходного напряжения $U_{2A}(p)$ с изображением напряжения первичной обмотки $U_{1A}(p)$. Для этого в системе (3) избавимся от промежуточных переменных I_{1A} и I_{2A} . С учетом того, что ток вторичной обмотки зависит от активного сопротивления R_n и индуктивности L_n нагрузки (в нашем случае активного сопротивления и индуктивности соединительного кабеля и собственно нагрузки ВПЭД)

$$I_{2A} = \frac{U_{2A}}{R_n + L_n p},$$

систему уравнений (3) можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} U_{1A} &= (R_{1mp} + L_{1mp}p)I_{1A} + \frac{\frac{w_2}{w_1} L_m p}{R_n + L_n p} U_{2A}; \\ 0 &= \left(\frac{R_{2mp} + L_{2mp}p}{R_n + L_n p} + 1 \right) U_{2A} + \frac{w_2}{w_1} L_m p I_{1A}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Выразим из первого уравнения (4) ток I_{1A}

$$\left[\frac{(R_{2mp} + R_n) + (L_{2mp} + L_n)p}{R_n + L_n p} - \frac{\frac{w_2^2}{w_1^2} L_m^2 p}{(R_{1mp} + L_{1mp}p)(R_n + L_n p)} \right] U_{2A} + \frac{\frac{w_2}{w_1} L_m p}{(R_{1mp} + L_{1mp}p)} U_{1A} = 0.$$

Полученное уравнение после эквивалентных математических преобразований можно записать следующим образом

$$\begin{aligned} &\left\{ \left(L_{1mp} L_n + L_{1mp} L_{2mp} - \frac{w_2^2}{w_1^2} L_m^2 \right) p^2 + \left[(R_{2mp} + R_n) L_{1mp} + R_{1mp} (L_{2mp} + L_n) \right] p + \right. \\ &\left. + R_{1mp} (R_{2mp} + R_n) \right\} U_{2A} = - \left[\frac{w_2}{w_1} L_m p (R_n + L_n p) \right] U_{1A} \end{aligned} \quad (5)$$

Переходя в (5) от оригиналов к изображениям Лапласа, получим искомую передаточную функцию

$$\begin{aligned} W_{U_{2A}/U_{1A}}(p) &= \frac{U_{2A}(p)}{U_{1A}(p)} = \\ &= - \frac{\frac{w_2}{w_1} \frac{L_m R_n}{R_{1mp} (R_{2mp} + R_n)} p (T_n p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{где } a_0 = \frac{L_{1mp} L_n + L_{1mp} L_{2mp} - \frac{w_2^2}{w_1^2} L_m^2}{R_{1mp} (R_{2mp} + R_n)};$$

$$a_1 = \frac{L_{1mp}}{R_{1mp}} + \frac{L_{2mp} + L_n}{R_{2mp} + R_n}; \quad T_n = \frac{L_n}{R_n};$$

p – комплексная переменная.

$$I_{1A} = \frac{U_{1A}}{(R_{1mp} + L_{1mp}p)} - \frac{\frac{w_2}{w_1} L_m p}{(R_{1mp} + L_{1mp}p)(R_n + L_n p)} U_{2A}$$

и подставим полученные значения во второе уравнение этой системы

Анализ выражения (6) показывает, что напряжение вторичной обмотки имеет противоположный знак по сравнению с напряжением первичной обмотки.

При группе соединений обмоток трансформатора $I/I-0$ передаточная функция (6) изменит свой знак

$$\begin{aligned} W_{U_{2A}/U_{1A}}(p) &= \frac{U_{2A}(p)}{U_{1A}(p)} - \\ &= \frac{\frac{w_2}{w_1} \frac{L_m R_n}{R_{1mp} (R_{2mp} + R_n)} p (T_n p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}. \end{aligned} \quad (7)$$

Однако следует отметить, что формулы (6) и (7) получены при произвольной функциональной зависимости напряжения первичной обмотки от времени. В рабочих режимах на входе трансформатора действует синусоидальное напряжение

$U_{1A}(t) = U_{1m} \sin \omega t$. Изображение Лапласа такого типа входного воздействия имеет вид [3]

$$L\{U_{1A}(t)\} = L\{U_{1m} \sin \omega t\} = \frac{U_{1m} \omega}{p^2 + \omega^2}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (7), после несложных преобразований получим изображение выходного напряжения

$$U_{2A}(p) = \frac{U_{1m} p}{p^2 + \omega^2} \frac{\frac{w_2}{w_1} \frac{\omega L_m R_n}{R_1(R_2 + R_n)} (T_n p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (9)$$

Поскольку $\frac{U_{1m} p}{p^2 + \omega^2}$ представляет собой изображение косинуса, что символизирует соответствующий поворот вектора напряжения вторичной обмотки, то предлагается при векторном представлении синусоидальных величин инерционность трансформатора учитывать передаточной функцией

$$W_{U_{2U_{1-0}}}(p) = \frac{\vec{U}_{2mp}(p)}{\vec{U}_{1mp}(p)} = \frac{\frac{w_2}{w_1} \frac{R_n}{(R_{2mp} + R_n)} (T_n p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (10)$$

Следует также отметить, что передаточная функция (10) применима как к самим векторам, так и к их проекциям на оси выбранной системы координат.

Движение ВПЭД описывается следующей системой уравнений [4]

$$\left. \begin{aligned} \vec{U}_1 &= R_1 \vec{I}_1 + \frac{d\vec{\psi}_1}{dt} + j\omega_0 \vec{\psi}_1; \\ J_{np} \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c, \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

где R_1 – активное сопротивление цепи статора; $\vec{U}_1$, $\vec{I}_1$ и $\vec{\psi}_1$ – векторы напряжения, тока и потокосцепления статора, соответственно; ω_0 – скорость вращения магнитного поля статора; ω – скорость вращения ро-

тора синхронного двигателя; J_{np} – приведенный к валу электродвигателя момент инерции; M – электромагнитный момент ВПЭД; M_c – момент сил сопротивления; j – мнимая единица.

Запишем первое уравнение в (11) в проекциях на оси d и q вращающейся вместе с ротором системы координат $0dq$. При этом учтем, что

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1d} &= L_1 I_{1d} + \psi_p; \\ \psi_{1q} &= L_1 I_{1q}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где L_1 – собственная индуктивность эквивалентной обмотки статора; ψ_p – потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами ротора.

В то же время электромагнитный момент, развиваемый ВПЭД

$$M = \frac{3Z_n \psi_{1d}}{2} I_{1q}, \quad (13)$$

где Z_n – число пар полюсов двигателя.

С учетом (12) и (13) систему уравнений (11) можно записать следующим образом

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= R_1 I_{1d} + L_1 \frac{dI_{1d}}{dt} - (\omega - \omega_0) L_1 I_{1q}; \\ U_{1q} &= R_1 I_{1q} + L_1 \frac{dI_{1q}}{dt} + (\omega - \omega_0) (L_1 I_{1d} + \psi_p); \\ J_{np} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3Z_n (L_1 I_{1d} + \psi_p)}{2} I_{1q} - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где $(\omega - \omega_0)$ – скорость вращения магнитного поля статора относительно выбранной системы координат $0dq$.

При переходе в (14) к операторной форме записи получим

$$\left. \begin{aligned} U_{1d} &= R_1 (T_1 p + 1) I_{1d} - (\omega - \omega_0) L_1 I_{1q}; \\ U_{1q} &= R_1 (T_1 p + 1) I_{1q} + (\omega - \omega_0) (L_1 I_{1d} + \psi_p); \\ J_{np} p \omega &= \frac{3Z_n (L_1 I_{1d} + \psi_p)}{2} I_{1q} - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где $T_1 = \frac{L_1}{R_1}$ – электромагнитная постоянная времени цепи статора.

Уравнения в системе (15) являются нелинейными, поскольку в них наблюдается перемножение переменных. Проводя

$$\left. \begin{aligned} U_{1d}(p) &= R_1(T_1 p + 1)I_{1d}(p) - [\omega(p) - \omega_0(p)]L_1 I_{1q0}; \\ U_{1q}(p) &= R_1(T_1 p + 1)I_{1q}(p) + [\omega(p) - \omega_0(p)](L_1 I_{1d0} + \psi_p); \\ J_{np} p \omega(p) &= \frac{3Z_n(L_1 I_{1d0} + \psi_p)}{2} I_{1q}(p) - M_c(p), \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

В преобразователях частоты станций управления ВПЭД применяют бездатчиковое векторное управление. В этом режиме скорость магнитного поля ω_0 практически совпадает со скоростью ω вращения ротора

$$W_{\omega y}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{1q}(p)} = \frac{k_{\omega y}}{\frac{2J_{np}L_1}{3Z_n(L_1 I_{1d0} + \psi_p)^2} p^2 + \frac{2J_{np}R_1}{3Z_n(L_1 I_{1d0} + \psi_p)^2} p + 1}, \quad (17)$$

где $k_{\omega y} = \frac{1}{L_1 I_{1d0} + \psi_p}$.

Соединительный кабель КЛ вызывает дополнительные потери напряжения, поэтому динамика изменения напряжения на статоре вентильного двигателя может быть описана системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} U_{2mp} &= [(R_{кл} + R_n) + (L_{кл} + L_n)p]I_1; \\ U_1 &= (R_n + L_n p)I_1, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где $R_{кл}$ и $L_{кл}$ – активное сопротивление и индуктивность фазы КЛ; R_n и L_n – аналогия активно-индуктивной нагрузки, рассмотренная при выводе передаточной функции повышающего трансформатора ТМПН.

Из (17) следует передаточная функция кабельной линии

$$W_{кл}(p) = \frac{U_1(p)}{U_{2mp}(p)} = \frac{R_n(T_n p + 1)}{(R_{кл} + R_n)(T_{кл} p + 1)}, \quad (19)$$

где $T_{кл} = \frac{L_{кл} + L_n}{R_{кл} + R_n}$ – постоянная времени кабельной линии.

упрощенную линеаризацию множительных звеньев в окрестности рабочей точки с параметрами I_{1d0} и I_{1q0} и переходя к изображениям Лапласа, получим следующую систему уравнений, описывающих движение вентильного двигателя

и пропорциональна U_{1q} . С учетом этого система уравнений (16) и принцип суперпозиции позволяет найти передаточную ВПЭД по отношению к управляющему воздействию U_{1q}

Однако следует отметить, что фактической нагрузкой, определяющей ток вторичной обмотки трансформатора и соединительного кабеля, является вентильный двигатель, ток статора которого зависит от момента M_c , причем

$$I_{2A} = I_{кл} = \frac{I_{1q}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}M_c}{3Z_n\psi_p}.$$

С учетом этого предлагается в формулах (10) и (19) принять $L_n = 0$, $T_n = 0$ и

$$R_n = \frac{3U_1 Z_n \psi_p}{2M_c}.$$

В свою очередь, если добывающая скважина оснащена погружным центробежным насосом, то момент на валу ВПЭД в стационарном режиме работы определяется зависимостью [5]

$$M_c = k_M \omega^2 + M_{0нас},$$

где $k_M = \frac{\rho g k_H k_Q}{86400 \eta_{нас}}$; $k_H = \frac{H_{нас}}{\omega^2}$; $k_Q = \frac{Q_{нас}}{\omega}$;

ρ – плотность добываемой жидкости; g – ускорение свободного падения; $\eta_{нас}$ – коэффициент полезного действия насоса; $M_{0нас}$ – момент, необходимый для проворачивания вала двигателя совместно с насосом на холостом ходу; $H_{нас}$ – напор погружного насоса; $Q_{нас}$ – производительность насоса, измеряемая в м³/сутки.

Следовательно, для некоторой рабочей точки, соответствующей начальной скорости вращения вала ВПЭД ω_{00} , расчетное значение R_n будет определяться формулой

$$R_n = \frac{3Z_n \psi_p \omega_{00}}{2k_{\partial y} (k_M \omega_{00}^2 + M_{0нас})}. \quad (20)$$

С учетом (20) динамика электротехнический комплекс добывающей скважины, оснащенной центробежным насосом с вентильным погружным электродвигателем, как объекта управления будет определяться передаточной функцией

$$\begin{aligned} W_{ЭТК_ВПЭД}(p) &= \frac{\omega(p)}{U_{1mp}(p)} = \\ &= W_{U2U1-0}(p) W_{кл}(p) W_{\partial y}(p) = \\ &= \frac{w_2 \frac{R_n^2}{w_1 (R_{2mp} + R_n)(R_{кл} + R_n)}}{(a_{01} p^2 + a_{11} p + 1)(T_{кл} p + 1) \times} \\ &\quad \times (a_{02} p^2 + a_{12} p + 1) \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$a_{01} = \frac{L_{1mp} L_{2mp} - \frac{w_2^2}{w_1^2} L_m^2}{R_{1mp} (R_{2mp} + R_n)}; \quad a_{11} = \frac{L_{1mp}}{R_{1mp}} + \frac{L_{2mp}}{R_{2mp} + R_n};$$

$$a_{02} = \frac{2J_{np} L_1}{3Z_n (L_1 I_{1d0} + \psi_p)^2};$$

$$a_{12} = \frac{2J_{np} R_1}{3Z_n (L_1 I_{1d0} + \psi_p)^2}.$$

Полученная передаточная функция (21) представляет собой математическую модель электротехнического комплекса добывающей скважины с ВПЭД, которая позволяет анализировать динамические свойства этого комплекса. Кроме того, она может быть использована при выборе параметров регуляторов системы векторного управления вентильным двигателем, реализованной в преобразователе частоты станции управления погружным центробежным насосом, и синтезе технологического регулятора, обеспечивающего вывод нефтяной скважины на стационарный режим работы.

Выводы

1. Инерционность электротехнического комплекса добывающей скважины, оснащенной погружным центробежным насосом с вентильным двигателем, описывается передаточной функцией пятого порядка.

2. Синтез регуляторов системы векторного управления вентильным двигателем необходимо производить с учетом инерционности всего электротехнического комплекса добывающей скважины.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления / В.А. Бесекерский, А.Н. Герасимов, Л.Ф. Порфирьев и др. Москва: Наука, 1972. 587 с.

2. **Пустоветов М.Ю.** Передаточная функция электрического трансформатора:

проверка компьютерным моделированием // Вестник ВоГУ. Сер. Технические науки. 2023. № 1 (19). С. 47-53.

3. **Бесекерский В.А., Попов Е.П.** Теория систем автоматического регулирования. Москва: Наука, 1975. 768 с.

4. Лысов М.С., Стариков А.В., Стариков В.А. Линеаризованная математическая модель синхронного электродвигателя при различных способах управления его скоростью // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Физико-математические науки. 2008. № 1 (16). 2008. С. 102-107.

5. Starikov A., Tabachnikova T., Kosorlukov I. Calculation of the Rotation Speed of a Submersible Induction Motor for the Tasks of Determining the Optimal Value of the Supply Voltage // 2020 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon) 2020. Pp. 1-5.

Сабадаш Филипп Алексеевич – начальник сектора организации работ с поставщиками по замене, ремонту и приемке МТР с объектов Общества Отдела контроля качества МТР ООО «РН-Юганскнефтегаз»

Philip A. Sabadash – Head of Division for Organizational Management, RN-Yuganskneftegaz LLC

Шуев Владимир Сергеевич – аспирант кафедры «Электропривод и промышленная автоматика» Самарского государственного технического университета

Vladimir S. Shuev – Postgraduate student, Department of Electric Drive and Industrial Automation, Samara State Technical University

Косорлуков Игорь Андреевич – кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Автоматизированные электроэнергетические системы» Самарского государственного технического университета

Igor A. Kosorlukov – Ph.D (Technical Sciences), Head: Department of Automated Electric Power Systems, Samara State Technical University

Стариков Александр Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование» Самарского государственного технического университета

Alexander V. Starikov – Dr.Sci.Tech., Professor, Department of Electromechanics and Automotive Electrical Equipment, Samara State Technical University

Статья поступила в редакцию 18.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

УДК 621.313

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ И ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

К.А. Сысуюев, Ю.А. Макаричев

ANALYSIS OF THE CURRENT STATE AND DEVELOPMENT TRENDS OF VALVE JET ENGINES

K.A. Sysuev, Yu.A. Makarichev

Проведен анализ современного состояния проектирования и применения вентильных реактивных двигателей в различных областях техники. Дан критический обзор научно-технической отечественной и зарубежной литературы по этой теме. Рассмотрены подходы к устранению недостатков, присущих вентильным реактивным двигателям и предложена оценка перспективных направлений развития этой отрасли.

Ключевые слова: вентильный реактивный двигатель, электропривод, крутящий момент, проектирование

Современное состояние электромеханики характеризуется постепенным переходом от нерегулируемого электропривода к регулируемому, что обусловлено необходимостью повышения качества производственных операций и увеличения производительности [1]. Перспективным в этом направлении является бесколлекторный электропривод постоянного и переменного тока, который обладает повышенной надежностью по сравнению с коллекторным за счет более надежного электромеханического преобразователя. Несмотря на значительные успехи по применению традиционных двигателей (асинхронные двигатели с частотным управлением, вентильные двигатели), оснащенных современными устройствами управления и силовыми полупроводниковыми преобразователями, проблема создания и исследования новых типов двигателей и их узлов для регулируемого бесколлекторного электро-

Analysis of the current state of design and application of valve jet engines in various fields of technology is carried out. A critical review of the scientific and technical domestic and foreign literature on this topic is given. Approaches to eliminating the disadvantages inherent in valve jet engines are considered and an assessment of the promising areas of development of this industry is proposed.

Keywords: valve jet engine, electric drive, torque, design

привода продолжает оставаться актуальной. К новым типам двигателей предъявляются повышенные требования по надежности, удельным массогабаритным показателям, КПД, стоимости и возможности продолжительно работать в тяжелых условиях эксплуатации без обслуживания [2].

С учетом этих требований внимание ученых во всем мире привлекают вентильные реактивные двигатели (ВРД), которые имеют пассивный ферромагнитный ротор. Эти электрические машины представляют органичное объединение последних достижений в области электромеханики, силовой полупроводниковой техники и цифровых вычислительных устройств.

Стремительное развитие вентильного реактивного двигателя началось с исследований, которые показали перспективы применения этих электрических машин в силовом электроприводе. Исследования были продолжены во многих странах мира, в том

числе в России. В России развитие вентильно-индукторного электропривода было начато по инициативе профессора Н.Ф. Ильинского в 1995 г., под руководством которого в МЭИ проводились систематические исследования и разработки, соответствующие мировому уровню [3]. Значительный вклад в развитие этой отрасли внесли российские ученые М.Г. Бычков, В.А. Кузнецов, Д.А. Бут, В.Я. Беспалов, Л.А. Садовский, А.С. Анучин, М.А. Григорьев и др. [4-6]. Современные достижения в области теоретического описания, математического моделирования и конструирования ВРД показывают их преимущества по сравнению с аналогами и позволяют предположить успешное применение этих двигателей в различных отраслях промышленности и на электрическом транспорте. ВРД объединяет в себе превосходство простой конструкции, высокой надежности и низкой стоимости по сравнению с другими типами двигателей. Исследования вентильных реактивных двигателей все больше фокусируются на улучшении их эффективности, снижении пульсаций крутящего момента, вибрации и шума.

В последние годы разработка вентильных реактивных двигателей достигла значительного прогресса. Благодаря своей простой конструкции, превосходной стабильности и рабочим характеристикам он стал лидером в области систем, требующих широкий диапазон регулирования частоты вращения. ВРД успешно используется в главных приводах электромобилей и транспортных средств с гибридной силовой установкой. Электромобили и гибридные автомобили привлекают большое внимание из-за высокого спроса на топливную эффективность и защиту окружающей среды от загрязнения воздуха [7]. ВРД выступают альтернативой синхронным двигателям с постоянными магнитами [8-10]. Высокая стоимость, ограниченный запас и вредное воздействие на окружающую среду, связанное с извлечением и переработкой редкоземельных материалов, ограничивают их применение на массовых рынках. Кроме того, чувствительность постоянных магни-

тов к высокой температуре ставит под угрозу производительность синхронного двигателя в жестких условиях эксплуатации. Отсюда, растет потребность в разработке двигателей без редкоземельных элементов для высокопроизводительных электроприводов. Среди конкурирующих технологий, вентильные реактивные двигатели привлекают все большее внимание как промышленности, так и исследовательского сообщества из-за отсутствия редкоземельных элементов и высокой удельной мощности, достигаемой за счет повышенной частоты вращения пассивного ротора. Их преимущества включают простую конструкцию, низкую стоимость, надежную конфигурацию и отказоустойчивость ротора, что делает ВРД пригодными для высокоскоростных, высокотемпературных и критически важных для безопасности применений.

Полный потенциал вентильных реактивных двигателей для различных условий эксплуатации и областей применения описан и всесторонне проанализирован в работах [11-14].

Что касается выходных характеристик вентильных реактивных двигателей, то они известны большим пусковым крутящим моментом, высоким отношением момента к силе тока и эффективностью при высокоскоростной работе. ВРД способны выдерживать суровые внешние воздействия, такие как высокие температуры, вибрации и ударные нагрузки [15, 16].

Важным положительным свойством ВРД, влияющим на надежность эксплуатации в критических условиях, является то, что они обладают независимым управлением фазами. По этой причине, неисправность в любой фазе не повлияет на работу других фаз. Многофазные вентильные реактивные двигатели способны продолжать работать даже в условиях частичной неисправности, связанной с обрывом в одной из фаз, естественно, с ухудшенными характеристиками [17-21].

Одним из недостатков ВРД, как отмечается в [20, 21], является наличие значительных пульсаций крутящего момента и вызванных ими вибраций и акустического шу-

ма. Переменная составляющая момента также будут оказывать отрицательное воздействие на стабильность работы двигателя. Эти недостатки являются наиболее известными препятствиями для более широкого использования вентильных реактивных двигателей в современных технологиях [20, 21]. В результате недавние научные работы были сосредоточены на проблеме уменьшения пульсаций крутящего момента вентильных реактивных двигателей и оптимизации их производительности путем предложения усовершенствованных подходов к управлению крутящим моментом на низких и высоких скоростях [19, 21]. Однако плавный крутящий момент не гарантирует устранения акустического шума. Вибрация статора, вызванная изменением магнитной проводимости при вращении ротора, обычно является основным источником акустического шума в электрических машинах. Снижение акустического шума решается с помощью методов проектирования, направленных на разработку механической структуры, которая может смягчить эти уровни вибрации. Некоторые из методов борьбы с вибрациями и шумом ВРД обобщены и проанализированы в [22-24].

Главным сравнительным преимуществом вентильных реактивных двигателей является их способность к надежной и эффективной работе на высокой скорости [25]. В настоящее время электроприводы, как правило, работают на более высоких скоростях, что снижает их вес и объем, тем самым предлагая преимущества для систем с высокой удельной мощностью [26]. Высокоскоростное управление в вентильных реактивных двигателях является сложным условием, поскольку противоЭДС обмоток на высоких частотах ограничивает возможности регулирования тока для многоцелевого управления, например, с целью снижения пульсаций крутящего момента и силы [27]. Управление в области высоких скоростей возможно, как правило, только с помощью одного импульса напряжения и проблема регулирования сводится к точному расчету углов проводимости.

Использование синусоидального возбуждения и векторного управления в ВРД

связано с частотами переключения в сотни килогерц непрактично для большинства общепромышленных инверторов из-за ограничений по стоимости [28].

Повышения эффективности вентильных реактивных двигателей можно добиться с помощью оптимально выбранной топологии обмотки и соотношения зубцов статора и ротора.

В [29, 30] приведены результаты исследований увеличения крутящего момента вентильных реактивных двигателей в аспектах структуры двигателя, структуры обмотки и схемы привода. Сравнение ВРД с различным числом полюсов, показали, что в диапазоне низких скоростей двигатель с 16/14 полюсами имел больший крутящий момент, меньшую пульсацию крутящего момента и более высокую эффективность, чем аналогичный двигатель с 16/10 полюсами.

В [31] предложен трехфазный вентильный реактивный двигатель с 12/14 полюсами с сегментированной структурой С-сердечника статора. Поскольку оба зубца полюса статора в структуре С-сердечника генерируют положительный крутящий момент, плотность крутящего момента нового двигателя была улучшена.

В обычных схемах преобразователей, питающих ВРД, обратный угол выключения может вызвать отрицательный крутящий момент из-за «хвостового» тока. Чтобы решить эту проблему в [32] был предложен новый пассивный повышающий преобразователь мощности для однофазного вентильного реактивного двигателя. Пассивная схема была добавлена во входной части обычного асимметричного преобразователя для получения высокого отрицательного смещения, которое служит для подавления отрицательного крутящего момента из-за «хвостового» тока и увеличения выходной мощности [32].

С помощью нового повышающего преобразователя для увеличения фазного напряжения и дополнительного конденсатора были получены более быстрые токи возбуждения и размагничивания, угол проводимости и выходной крутящий момент

вентильного реактивного двигателя был увеличен [33].

В [34] исследованы магнитные потери в сердечниках статора и ротора ВРД. Этот аспект работы двигателей весьма актуален, с учетом того, что многие из них для повышения удельной мощности проектируются на частоты превышающие сотни герц. Схемы соединений обмоток статора существенно влияют на величину магнитных потерь ВРД. Оптимизация геометрии зубцов статора и ротора совместно с выбором оптимального значения воздушного зазора позволяют достичь приемлемого уровня потерь в стали даже на высоких частотах перемагничивания.

Выводы

1. Вентильные реактивные двигатели на высоких частотах вращения не уступают

бесконтактным двигателям с постоянными магнитами по удельным электромеханическим параметрам и регулировочным характеристикам, что делает обоснованным их применение в широкорегулируемых электроприводах.

2. За счет простоты конструкции и высокой надежности вентильные реактивные двигатели конкурентоспособны с вентильными двигателями на постоянных магнитах и частотно регулируемые асинхронными двигателями в электромотоциклах, ручных электроинструментах и приводах для спецтехники.

3. Проблемы, связанные с нестабильностью вращающего момента, вибрациями и шумом, при работе ВРД решаются многообещающим подходом оптимизации структуры обмоток, геометрии магнитопроводов статора и ротора.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Кацман М.М.** Электрические машины: учебник для студ. учреждений сред. проф. образования. 16-е изд., стер. Москва: ИЦ «Академия», 2017. 496 с.

2. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины: учебник для вузов: в 2 т. 2-е изд., перераб. и доп. Москва: Изд-во МЭИ, 2004. Т. 1. 656 с.

3. **Ильинский Н.Ф.** Перспективы применения вентильно-индукторного электропривода в современных технологиях // Электротехника. 1997. № 2. С. 1-3.

4. Сравнительный анализ методов управления вентильно-индукторной электрической машиной / Г.Л. Демидова, Я.Д. Дербилов, Ф.С. Петриков и др. // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2023. Т. 23. № 2. С. 390-402. DOI: 10.17586/2226-1494-2023-23-2-390-402.

5. **Григорьев М.А.** Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: монография / под ред. Ю.С. Усынина. Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2010. 159 с.

6. **Григорьев М.А.** Система управления электроприводом с синхронной реактивной

машиной независимого возбуждения // Электротехника. 2013. № 10. С. 29-35.

7. **Shah V., Payami S.** 'Integrated converter with G2V, V2G, and DC/V2 V charging capabilities for switched reluctance motor drivetrain based EV application // IEEE Trans. Ind. Appl. May 2023. Vol. 59. № 3. P. 3837-3850.

8. Optimized parking control for electric vehicle driven by switched reluctance motor / P. Liu, T. Wang, Z. Chai et al. // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 130719-130732.

9. **Sivasamy S., Sundaramoorthy P., Benno M.** A comprehensive investigation of outer rotor permanent magnet switched reluctance motor for enhanced performance in electric vehicles // IEEE Can. J. Electr. Comput. Eng. Sep. 2023. Vol. 46. № 4. P. 342-347.

10. **Al-Ani M.** Multi-physics design and analyses of dual rotor synchronous reluctance machine // eTransportation. May 2021. Vol. 8. Art. № 100113.

11. Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques / F. Betin, G.-A. Capolino, D. Casadei et al. // IEEE Ind. Electron. Mag. Jun. 2014. Vol. 8. № 2. P. 43-55.

12. **Burkhart B.** Technology, research and applications of switched reluctance drives // CPSS Trans. Power Electron. Appl. Apr. 2017. Vol. 2. № 1. P. 12-27.
13. Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study / E. Bostanci, M. Moallem, A. Parsapour, B. Fahimi // IEEE Trans. Transport. Electrification. Mar. 2017. Vol. 3. № 1. P. 58-75.
14. **Ahn J.-W., Lukman G.F.** Switched reluctance motor: Research trends and overview // CES Trans. Electr. Mach. Syst. Dec. 2018. Vol. 2. № 4. P. 339-347.
15. **Al-Amyal F., Hamouda M., Számel L.** Torque quality improvement of switched reluctance motor using ant colony algorithm // Acta Polytechnica Hungarica. 2021. Vol. 18. № 7. P. 129-150.
16. **Lan Y.** Switched reluctance motors and drive systems for electric vehicle powertrains: State of the art analysis and future trends // Energies. Apr. 2021. Vol. 14. № 8. P. 2079.
17. A new diagnostic technique for real-time diagnosis of power converter faults in switched reluctance motor drives / J.F. Marques, J.O. Estima, N.S. Gameiro, A.J. Marques Cardoso // IEEE Trans. Ind. Appl. May 2014. Vol. 50. № 3. P. 1854-1860.
18. Fault diagnosis of full-bridge power converter for SRMs based on modified current detection / Y. Hu, Z. Zhang, D. Sun, C. Gu, Y. Li // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. Early access. Jan. 1, 2023. DOI: 10.1109/JESTPE.2023.3345410.
19. **Mohamed A.H., Vansompel H., Sergeant P.** Reconfigurable modular fault-tolerant converter topology for switched reluctance motors // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. Jun. 2022. Vol. 10. № 3. P. 2890-2902.
20. Fast detection of power transistor faults in SRM drives based on transient pulse injection / N. Ali, Q. Wang, Q. Gao, K. Ma // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. Oct. 2023. Vol. 11. № 5. P. 5256-5267.
21. Power converter fault detection and isolation using high-frequency voltage injection in switched reluctance motor drives for automotive applications / N. Ali, Q. Gao, P. Sovicka et al. // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. Jun. 2022. Vol. 10. № 3. P. 3395-3408.
22. **Seshadri A., Lenin N.C.** Review based on losses, torque ripple, vibration and noise in switched reluctance motor // IET Electr. Power Appl. Aug. 2020. Vol. 14. № 8. P. 1311-1326.
23. Vibration control for electric vehicles with in-wheel switched reluctance motor drive system / Y. Zhu, C. Zhao, J. Zhang, Z. Gong // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 7205-7216.
24. An improved finite-state predictive torque control for switched reluctance motor drive / C. Li, G. Wang, Y. Li, A. Xu // IET Electr. Power Appl. Jan. 2018. Vol. 12. № 1. P. 144-151.
25. A finite control set model predictive torque control for switched reluctance motor drives with adaptive turn-off angle / R. Tarvirdilu-Asl, S. Nalakath, B. Bilgin, A. Emadi // Proc. 45th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON). Oct. 2019. Vol. 1. P. 840-845.
26. Acoustic noise analysis of a high-speed high-power switched reluctance machine: Frame effects / S.M. Castano, B. Bilgin, E. Fairall, A. Emadi // IEEE Trans. Energy Convers. Mar. 2016. Vol. 31. № 1. P. 69-77.
27. A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications / C. Gan, J. Wu, Q. Sun et al. // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 31430-31443.
28. Modeling, design optimization, and applications of switched reluctance machines / S. Li, S. Zhang, T.G. Habetler, R.G. Harley // A review. IEEE Trans. Ind. Appl. Jun. 2019. Vol. 55. № 3. P. 2660-2681.
29. **Burkhart B.** Technology, research and applications of switched reluctance drives // CPSS Trans. Power Electron. Appl. Apr. 2017. Vol. 2. № 1. P. 12-27.
30. Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles / B. Sarlioglu, C.T. Morris, D. Han, S. Li // IEEE Ind. Appl. Mag. Jan. 2017. Vol. 23. № 1. P. 14-25.
31. **Bilgin B., Jiang J.W., Emadi A.** Switched Reluctance Motor Drives: Funda-

mentals to Applications. New York, NY, USA: Taylor & Francis, 2018.

32. **Aiso K., Akatsu K.** High speed SRM using vector control for electric vehicle // CES Trans. Electr. Mach. Syst. Mar. 2020. Vol. 4. № 1. P. 61-68.

33. Design and experimental verification of a 72/48 switched reluctance motor for lowspeed direct-drive mining

applications / E. Elhomdy, G. Li, J. Liu et al. // Energies. Jan. 2018. Vol. 11. № 1. P. 192.

34. Study on segmented-rotor switched reluctance motors with different rotor pole numbers for BSG system of hybrid electric vehicles / X. Sun, K. Diao, G. Lei et al. // IEEE Trans. Veh. Technol. Jun. 2019. Vol. 68. № 6. P. 5537-5547.

Сысуев Кирилл Алексеевич – аспирант кафедры «Электромеханика и автомобильное электрооборудование» Самарского государственного технического университета

Макаричев Юрий Александрович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электромеханика и автомобильное электрооборудование» Самарского государственного технического университета

Kirill A. Sysuev – Postgraduate, Department of Electromechanics and Automotive Electrical Equipment, Samara State Technical University

Yuri A. Makarichev – Dr. Sc. Tech., Professor, Head: Department of Electromechanics and Automotive Electrical Equipment, Samara State Technical University

Статья поступила в редакцию 27.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

ВЛИЯНИЕ КОЛЕБАНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА РЕЖИМ РАБОТЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

И.И. Артюхов, М.Д. Николаев, В.Д. Мишекин

IMPACT OF VOLTAGE FLUCTUATIONS ON THE OPERATION MODE OF THE TECHNOLOGICAL COMPLEX

I.I. Artyukhov, M.D. Nikolaev, V.D. Mishekin

Режим работы электроустановок в значительной степени зависит от качества электроэнергии в питающей сети. Показатели этого качества нормируются стандартами. Однако существует электрооборудование, режим работы которого может существенно изменяться даже в том случае, когда показатели качества электроэнергии в системе электроснабжения соответствуют требованиям действующих стандартов. К такому электрооборудованию относятся, в частности, СВЧ-установки. В статье рассмотрены проблемы при питании электрооборудования технологического комплекса от источника электроэнергии ограниченной мощности. С применением имитационной модели исследованы переходные процессы при колебаниях напряжения, причинами которых являются резкие изменения нагрузки.

Ключевые слова: система электроснабжения, колебания напряжения, технологический комплекс, СВЧ-установка, резистивный нагреватель

Качество электроэнергии (КЭ) в системах электроснабжения общего назначения характеризуется рядом показателей, которые нормируются ГОСТ 13109-2013 [1]. Важными показателями КЭ являются отрицательное и положительное отклонения напряжения в точке поставки электроэнергии от номинального значения (в сетях низкого напряжения) или согласованного значения (в сетях среднего и высокого напряжения). При этом отклонения напряжения, усредненные на десятиминутных интервалах времени, не должны

The operating mode of electrical installations depends largely on the power quality of the supply network. This quality is regulated by the standards. However, the operation mode of certain electrical equipment can change even when the power quality indicators in the power supply system meet the requirements of the current standards. Among such electrical devices are, for example, microwave installations. The article considers the problems related with power supply of electrical equipment of a technological complex from the source of electric energy with limited capacity. A simulation model is used to investigate transient voltage fluctuations caused by rapid load changes.

Keywords: power supply system, voltage fluctuations, technological complex, microwave unit, resistive heater

превышать 10 % номинального или согласованного значения в течение 100 % времени интервала в одну неделю.

В электрических сетях низкого напряжения стандартное номинальное напряжение в соответствии с ГОСТ 29322-2014 [2] составляет 230/400 В. Это значение является результатом эволюции системы 220/380 В, которую завершили использовать в Европе и многих других странах. Однако эту систему до сих пор продолжают применять, при этом допустимые отклоне-

ния напряжения определяют исходя из значений 220 и 380 В.

Приведенные выше показатели КЭ характеризуют так называемые медленные изменения напряжения, продолжительностью более 1 мин). Однако при резких изменениях нагрузки в электроустановках потребителей могут происходить быстрые изменения действующего значения напряжения от одного установившегося значения к другому. Возникающие при этом колебания напряжения способны нарушить нормальное функционирование электрообору-

дования [3]. Далее анализируется подобная ситуация на примере технологического комплекса, в состав которого входят СВЧ-установка и резистивный нагреватель.

Схема электроснабжения исследуемого объекта показана на рис. 1. СВЧ-установка выполнена с применением трех промышленных магнетронных генераторов (МГ) мощностью 1,2 кВт каждый. Номинальная мощность резистивного нагревателя R1 – R3 составляет 9 кВт. Источником питания является дизель-генератор мощностью 18 кВт.

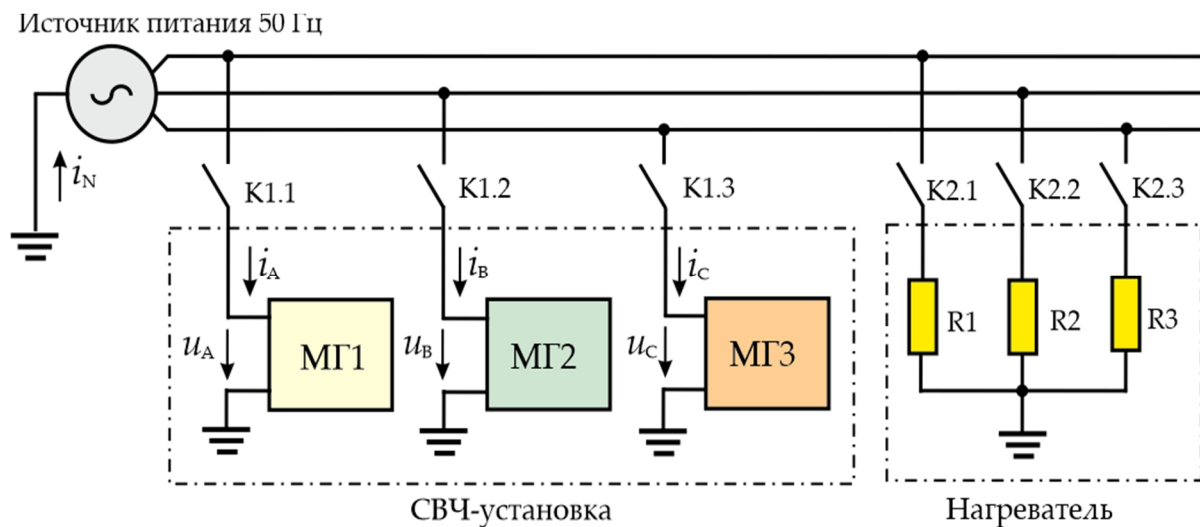


Рис. 1. Схема электроснабжения технологического комплекса

Для исследования электромагнитных процессов разработана имитационная модель в среде MATLAB с пакетом расширения Simulink [4]. Схема модели показана на рис. 2. При построении модели использованы результаты, изложенные в работах [5-7].

Источник питания представлен блоком *Three-Phase Source* в виде трех источников ЭДС и активно-индуктивных сопротивлений. Значение ЭДС принято равным 242 В, что соответствует верхнему пределу допустимого значения. Индуктивность и активное сопротивление составляют 5,5 мГн и 1 Ом соответственно.

Магнетронные генераторы представлены подсистемами *Magnetron Generator*, в состав которых входят блоки, моделирующие пакетированный магнетрон с источ-

ником анодного напряжения. При моделировании магнетрона использована его идеализированная характеристика, состоящая из двух участков [8]. Сопряжение участков происходит в точке, соответствующей пороговому напряжению U_0 магнетрона. При проведении виртуальных экспериментов принято, что U_0 составляет 3100 В, динамическое сопротивление магнетрона – 700 Ом.

Также предполагается, что напряжение между анодом и катодом магнетрона формируется высоковольтным двухполупериодным выпрямителем, вход которого подключен ко вторичной обмотке повышающего трансформатора 220/3300 В. Мощность трансформатора составляет 3200 ВА. Падение напряжения на диодах высоковольтного моста составляет 15 В.

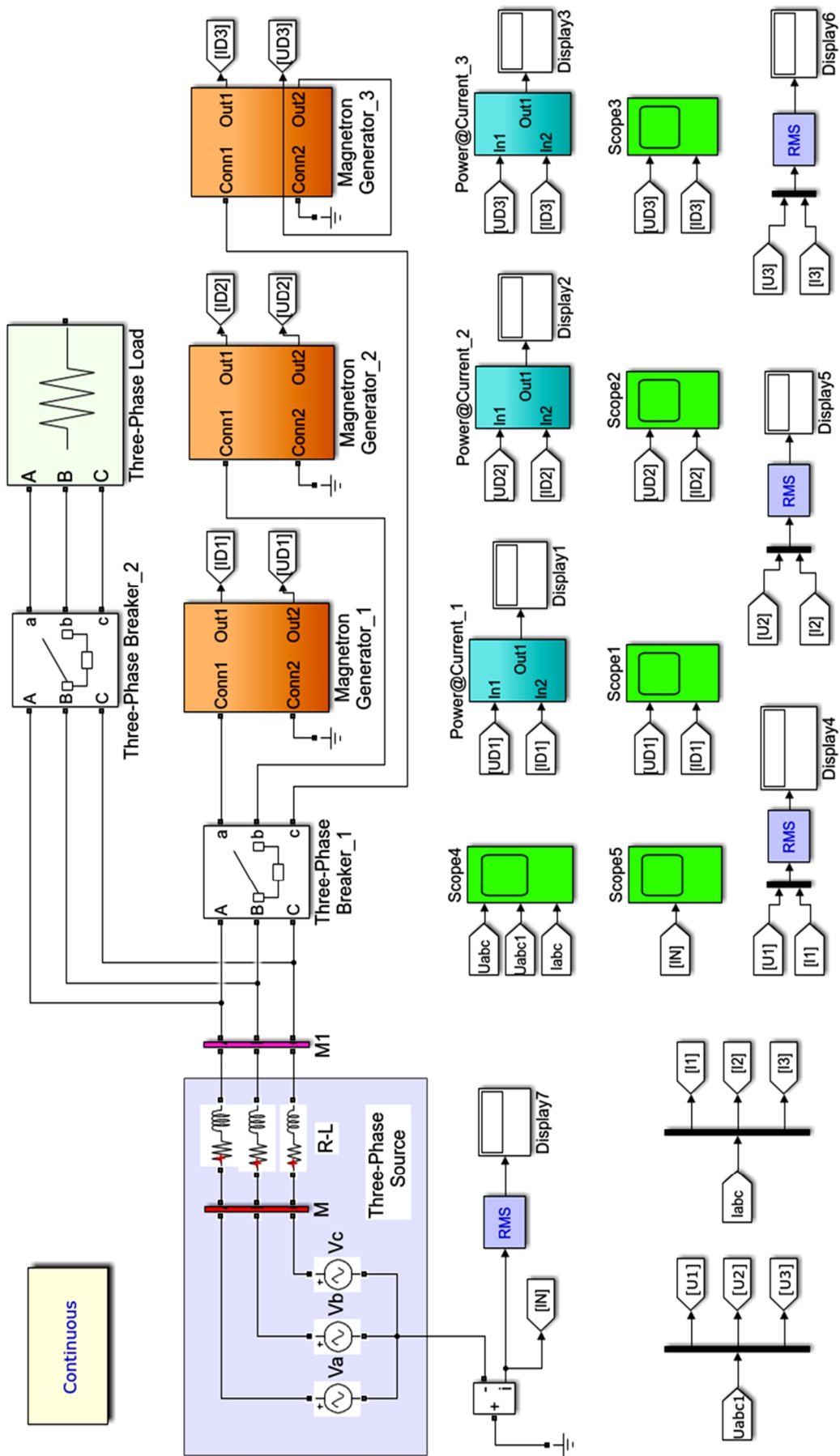


Рис. 2. Схема имитационной модели системы электропитания технологического комплекса

Подача электропитания на магнетронные генераторы производится через блок *Three-Phase Load Breaker_1*.

Анодные токи и напряжения магнетронов можно наблюдать на экране виртуальных осциллографов с номерами 1-3. В модель включены также элементы блоки *Power@Current*, с помощью которых вычисляются выходная мощность магнетрона и среднее значение анодного тока. Эта информация отображается дисплеями с номерами 1-3.

Нагреватель моделируется блоком *Three-Phase Load*, который подключен к источнику питания через блок *Three-Phase Load Breaker_2*.

В составе модели на рис. 2 имеются также блоки *RMS*, предназначенные для расчета действующих значений напряжений и токов источника питания. Кривые фазных напряжений u_A , u_B , u_C и токов i_A , i_B , i_C можно видеть на экранах виртуальных осциллографов *Scope4*. Их действующие значения отображаются в окнах блоков *Display* с номерами 4-6. Информацию о токе i_N нейтрального провода позволяют получить блоки *Scope5* и *Display7*.

На рис. 3-7 приведены результаты моделирования в соответствии со следующим сценарием развития событий.

На первом этапе включается источник питания без нагрузки. Действующее значение фазного напряжения при этом составляет 242 В.

На следующем этапе коммутатор К1 подключает СВЧ-установку к источнику питания. Действующее значение фазного тока становится равным 10,5 А, вследствие чего из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания его фазное напряжение уменьшается до 227 В.

Среднее значение анодного тока каждого из трех магнетронов устанавливается на уровне 470 мА. Выходная мощность достигает значения 1230 Вт. Несмотря на равномерную загрузку фаз источника питания, по нейтральному проводу протекает ток с частотой 150 Гц, действующее значение которого равно 9,8 А. Необходимо отметить, что причиной протекания этого тока

является несинусоидальность фазных токов, обусловленная, прежде всего, третьей и кратной ей гармониками. При этом величина тока нейтрального провода соизмерима с величиной фазных токов. Это обстоятельство создает определенные проблемы в случае применения дизель-генераторов для электроснабжения технологических комплексов с нелинейной нагрузкой [9].

Дело в том, что для дизель-генераторов существуют определенные требования по несимметрии их нагрузки. Защита от несимметричных режимов традиционно строится на контроле тока нейтрального провода. Поэтому при потреблении от генератора несинусоидальных токов его защита может идентифицировать сложившуюся ситуацию как возникновение несимметричного режима.

На третьем этапе событий коммутатор К2 включает резистивный нагреватель. Результатом является уменьшение фазного напряжения до 214 В. По фазам протекают токи, действующие значения которых составляют около 22 А. Ток нейтрального провода немного уменьшился.

Снижение фазного напряжения приводит к заметному уменьшению анодного тока магнетрона. Его среднее значение на этом этапе составляет 360 мА. Расчетное значение СВЧ-мощности уменьшилась фактически до 900 Вт, т.е. на 27 %.

На последнем этапе виртуального эксперимента происходит отключение резистивного нагревателя. В результате показатели КЭ возвращаются к значениям, которые были на втором этапе. Выходная мощность магнетрона возрастает до 1230 Вт.

Проведенные виртуальные эксперименты показали актуальность проблемы электромагнитной совместимости в системах электропитания технологических комплексов для случаев, когда источник электроэнергии имеет ограниченную мощность. Подключение и отключение мощных электроприемников электрической энергии является причиной колебаний напряжения, что негативно сказывается на функционировании таких устройств, как СВЧ-установки.

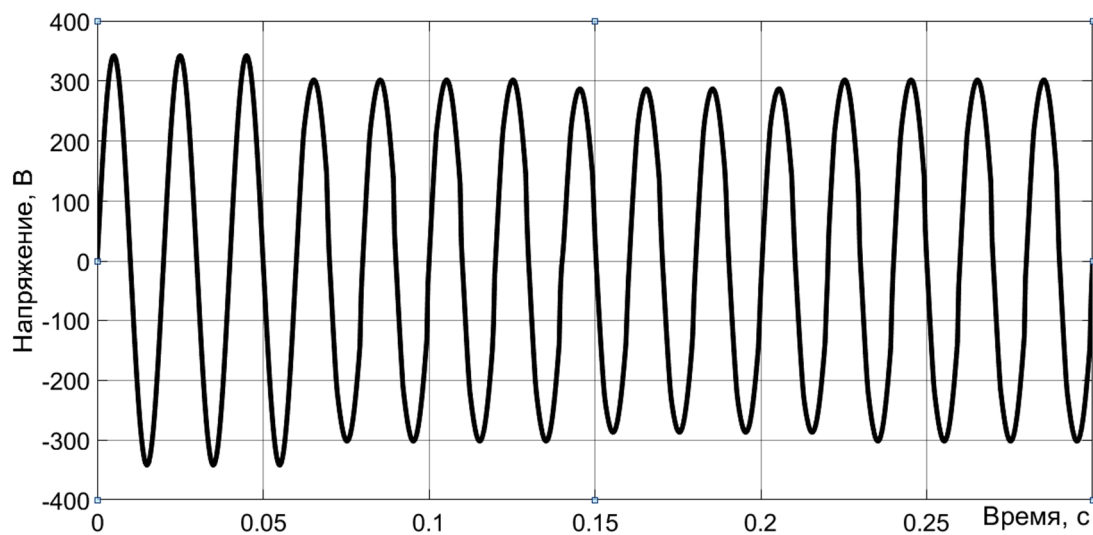


Рис. 3. Осциллограмма напряжения сети

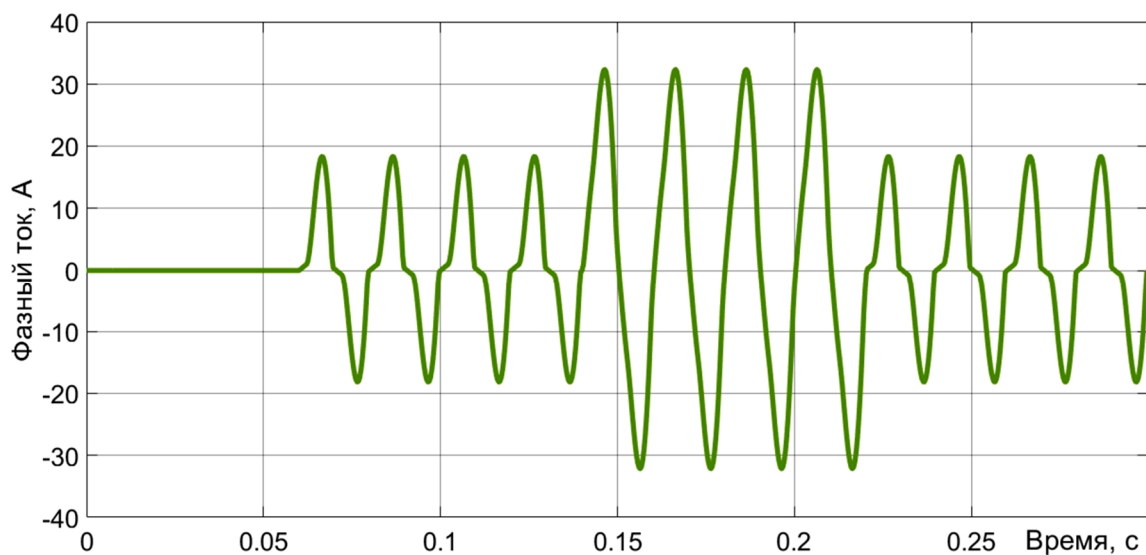


Рис. 4. Осциллограмма потребляемого из сети тока

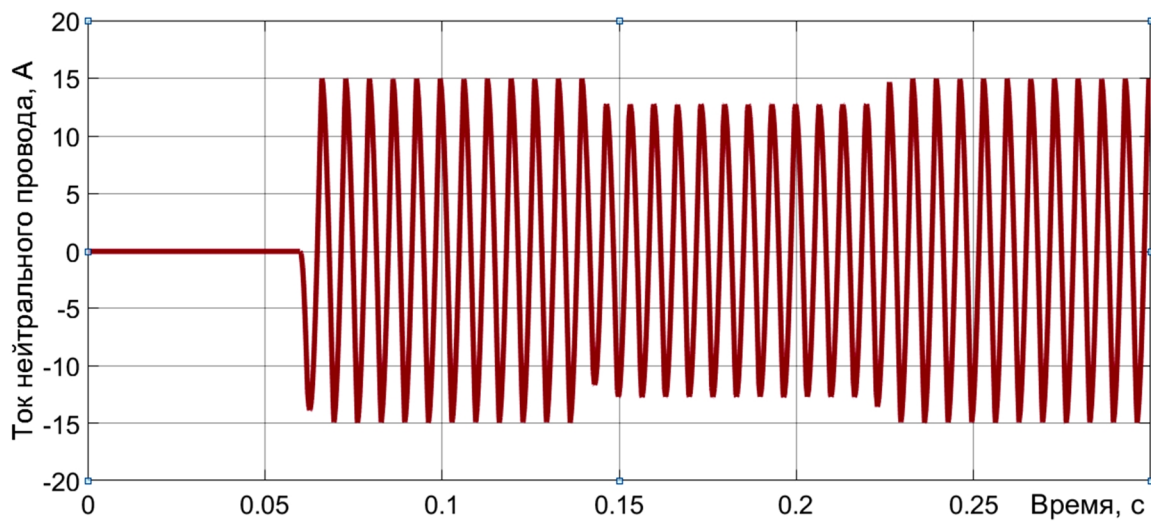


Рис. 5. Осциллограмма тока нейтрального провода

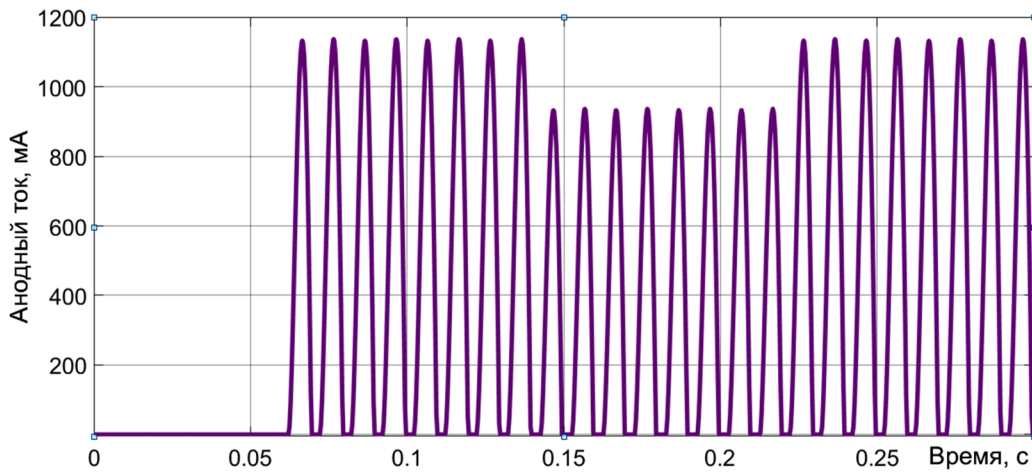


Рис. 6. Осциллограмма анодного тока

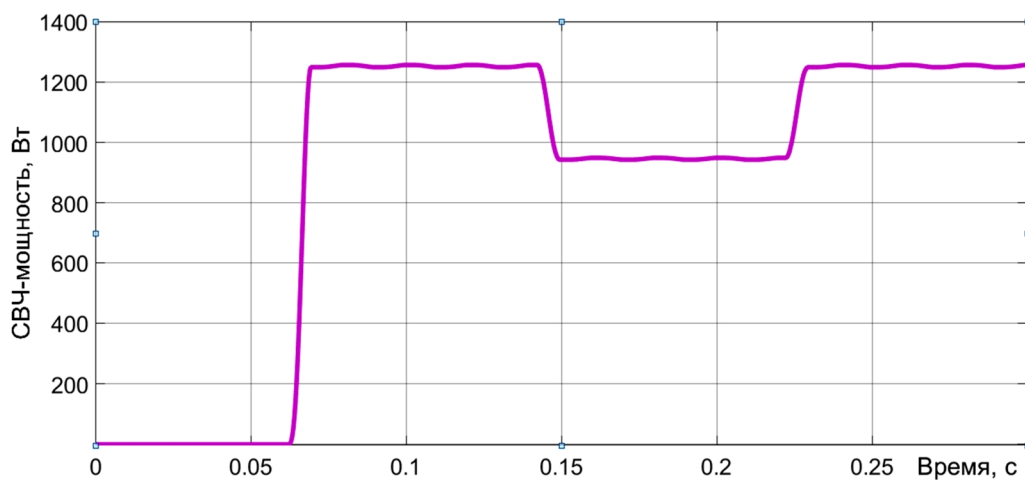


Рис. 7. Расчетное значение СВЧ-мощности магнетрона

Решением проблемы могут быть технические решения, которые обеспечивают плавный вывод на режим термического оборудования за счет ступенчатого подключения секций или применения тиристорных регуляторов с импульсно-фазовым управлением, которые позволяют изменять мощность нагревателей в соответствии с заданным алгоритмом. Для технологиче-

ских комплексов, в состав которых входят электродвигатели, снижение нагрузки на источник питания может быть достигнуто за счет динамической компенсации реактивной мощности [10]. Наиболее эффективным это решение будет для асинхронного электропривода с низким значением коэффициента мощности.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Москва: Стандартинформ, 2014. 16 с.
2. ГОСТ 29322-2014. Напряжения номинальные. Москва: Стандартинформ, 2015. 9 с.

3. **Артюхов И.И., Сошинов А.Г., Бочкарева И.И.** Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии. Волгоград: ИУНЛ ВолгГТУ, 2015. 124 с.
4. **Черных И.В.** Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. Москва: ДМК Пресс; Санкт-Петербург: Питер, 2008. 288 с.

5. **Zemtsov A.I., Artyukhov I.I.** Power Supply System for Industrial Packaged Magnetrons Group // 29th International Conference. Pardubice, Czech Republic, 16-18 April 2019. Pp. 1-5. DOI: 10.1109/RADIOELEK.2019.8733579.

6. Моделирование и исследование системы электропитания мультигенераторной установки СВЧ-нагрева / И.И. Артюхов, А.И. Земцов, Е.К. Пыльская, С.В. Молот // Вестник Самарского государственного технического ун-та. Сер.: Технические науки. 2020. Т. 28. № 4 (68). С. 77-87.

7. **Артюхов И.И., Пыльская Е.К., Земцов А.И.** Мультигенераторная СВЧ-установка конвейерного типа с электропитанием от автономного источника энергии // Вопросы электротехнологии. 2022. № 1 (34). С. 75-84.

8. **Yang Y.-R.** A Magnetron Power Supply with Transition-Mode Zero-Voltage-Switching Inverter // Journal of Energy and Power Engineering. 2013. Vol. 7. Iss. 8. Pp. 1571-1577.

9. Analysis of Operation of Synchronous Generator under the Distortion of Harmonic Current / J.-q. Wang, P.-c. Song, C.-h. Cu et al. // 2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Shanghai, China, 2012. Pp. 1-4. DOI: 10.1109/APPEEC.2012.6307699.

10. Transient Processes with Starting of a Multi-Pole Asynchronous Motor with a Fan on the Shaft / I.I. Artyukhov, S.F. Stepanov, E.E. Mirgorodskaya et al. // 2021 17th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA). Sofia, Bulgaria, 2021. Pp. 1-4. DOI: 10.1109/ELMA52514.2021.9503069.

Артюхов Иван Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Николаев Михаил Денисович – аспирант кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Мишекин Виталий Дмитриевич – магистрант кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Ivan I. Artyukhov – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Mikhail D. Nikolaev – Postgraduate, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Vitaliy D. Mishekin – Master's student, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 27.02.25, принята к опубликованию 18.03.25

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

Приглашаем к сотрудничеству ученых, преподавателей, сотрудников научных коллективов кафедр и лабораторий вузов, научно-исследовательских институтов, аспирантов, студентов, руководителей промышленных предприятий, разработчиков новой продукции, инвесторов, представителей органов власти.

По вопросам публикации статей в научно-техническом журнале «Вопросы электротехнологии» обращаться по телефону:

8 (8452) 99-87-64 – приемная главного редактора.

Просьба направлять публикации по адресу:

Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77, ком. 1/134, главному редактору журнала «Вопросы электротехнологии» Артюхову И.И. и по электронной почте eltech@sstu.ru

Требования к оформлению публикаций

- Рукопись статьи оформляется в программе Microsoft Word для Windows
 - Формат страницы – А4, ориентация книжная
 - Размеры полей страниц: верхнее и нижнее – по 25 мм, левое и правое – по 20 мм
 - Абзацный отступ – 0,63 см
 - Шрифт текста рукописи – Times New Roman, размер 12 pt
 - Междустрочный интервал – 1,0
 - Общий объем рукописи (включая иллюстрации и таблицы) – не более 10 страниц.
- Указанное ограничение объема рукописи не распространяется на сведения об авторах.

Иллюстрации (рисунки, графики, фотографии) располагаются в тексте статьи и должны иметь номер и подпись. Чертежи, схемы и другие графические материалы выполняются с хорошей проработкой деталей в программах Corel Draw (с расширением *.cdr) или других редакторах (с расширением *.jpeg или *.tiff). Все графические материалы должны быть доступны для редактирования, поэтому необходимо представлять их в исходном формате. Цветные иллюстрации должны быть адаптированы для черно-белой печатной версии журнала. Таблицы располагаются непосредственно в тексте статьи. Каждая таблица должна иметь номер и заголовок.

Размерность всех величин, принятых в статье, должна соответствовать Международной системе единиц измерений (СИ). Не следует употреблять сокращенных слов, кроме общепринятых (т. е., и т. д., и т. п.). Допускается введение предварительно расшифрованных сокращений.

ОБЯЗАТЕЛЬНО наличие индекса УДК и списка использованных источников, оформленного по ГОСТ Р 7.0.5-2008 и включающего: фамилию и инициалы автора, название статьи, название журнала, том, год, номер или выпуск, страницы, а для книг – фамилии и инициалы авторов, точное название книги, место издания (город), издательство, год издания, количество страниц.

Также предоставляется информация об авторах (**ФИО полностью, почетные звания, ученая степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, e-mail**), название статьи, аннотация и ключевые слова. Данная информация дублируется на **английском языке**.

Специалисты в технических и естественно-научных отраслях к публикации **ОБЯЗАТЕЛЬНО** прилагают экспертное заключение.

Публикации принимаются в течение всего года.

Публикации, не отвечающие перечисленным требованиям, к рассмотрению не принимаются. Рукописи и электронные носители авторам не возвращаются.

Редакция оставляет за собой право производить редакционные изменения, не искажающие основное содержание статьи.

За дополнительной информацией обращайтесь на сайт журнала «Вопросы электротехнологии» www.sstu.ru/nauka/nauchnye-izdaniya/voprosy-elektrotekhnologii.

Редактор Л.А. Скворцова
Компьютерная верстка Ю.Л. Жупиловой
Перевод на английский язык А.Х. Аскаровой

Адрес редакции:
410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
Телефон: (8452) 99-87-64
e-mail: eltech@sstu.ru

Подписано в печать 24.03.2025 Дата выхода в свет 27.03.2025

Формат 60×84 1/8 Бум. офсет.

Усл. печ. л. 12,75 Уч. изд. л. 5,6

Тираж 500 экз. Заказ 4 Цена свободная

Отпечатано в Издательстве СГТУ имени Гагарина Ю.А.

Адрес: 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77.

E-mail: izdat@sstu.ru

Полная электронная версия журнала размещена в системе РИНЦ
в открытом доступе на платформе eLIBRARY.RU

Подписной индекс 70841 (каталог «Газеты. Журналы» на 1-е полугодие 2025 г.)

Свидетельство о регистрации СМИ *ПИ № ФС77-54621*
выдано Роскомнадзором от 01.07.2013

Editor L.A. Skvortsova
Computer-assisted layout by Yu.L. Zhupilova
Translation and editing by A.H. Askarova

Address of the editorial office:
77 Politekhnicheskaya Str., 410054, Saratov, Russia
Tel.: (8452) 99-87-64
e-mail: eltech@sstu.ru

Print date: 24.03.2025 Date of publication: 27.03.2025

Paper size: 60×84 1/8. Offset-Print

Conventional printed sheet 12,75 Publication base sheet 5,6

Circulation: 500 printed copies. Order 4 Subscription and individual copies: open rates

Published by SSTU Publishing, 410054 Saratov, 77 Politekhnicheskaya Str.

Online at www.eLIBRARY.RU

The certificate of media source registration: *PI No. FS77-54621*

Issued by Roscomnadzor 01.07.2013
