

Издается с ноября 2013 года
Выходит один раз в квартал

№ 4 (37)
Декабрь 2022

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	КАЛГАНОВА СВЕТЛАНА ГЕННАДЬЕВНА д.т.н., доцент, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
Зам. главного редактора	БЕКРЕНЕВ НИКОЛАЙ ВАЛЕРЬЕВИЧ д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю.А., Саратов
Научный редактор	АРТЮХОВ ИВАН ИВАНОВИЧ 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

В.В. ВАХНИНА	д.т.н., профессор, Тольяттинский государственный университет, Тольятти
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
Л.С. ЗИМИН	д.т.н., профессор, СамГТУ, Самара
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., 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

№ 4 (37)
December 2022

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	KALGANOVA SVETLANA GENNADIEVNA Dr.Sc., Associate 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
Scientific Editor	ARTYUKHOV IVAN IVANOVICH 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

V.V. VAKHNINA	Dr.Sc., Professor, Togliatti State University, Togliatti
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
L.S. ZIMIN	Dr.Sc., Professor, Samara State Technical University, Samara
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., 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

Демидович В.Б. Цифровое моделирование и управление индукционными нагревательными системами в металлургии.....	5
Порсев Е.Г., Малозёмов Б.В. Перспективы применения электрокоронной технологии для очистки воздуха.....	13
Палканов П.А., Кошуро В.А., Фомин А.А. Исследование состава, структуры и твердости титана, подвергнутого индукционному азотированию	19

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Зуев С.М., Варламов Д.О., Прохоров Д.А. Выбор конструкции и расчет параметров системы управления драйвера лазерной осветительной системы.....	28
Нурлатов Н.В. Повышающий двухкаскадный регулятор постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами	38

Скрипкин А.А., Тригорлый С.В. Моделирование тепловых режимов охлаждения полупроводниковых микроэлектронных компонентов.....	48
Шклярский Я.Э., Губарев М.А., Воробьева В.А., Кузнецова Ю.Н. Факторная модель энергопотребления для постиндустриальных стран с развитой экономикой на примере стран Евросоюза.....	53
Доманов В.И., Певчева Е.В. Дискретная математическая модель цифровой системы регулирования температуры воздуха теплицы.....	63
Миргородская Е.Е., Митяшин Н.П., Тимофеев М.Н., Туманов А.А. Перераспределение мощности в гибкой автономной системе электроснабжения	72
Вырыханов Д.А., Камендровский И.А. Алгоритм управления режимом затягивания высокоответственных болтовых соединений.....	80
Александр Роальдович Лепешкин (к 65-летию со дня рождения).....	87
К сведению авторов	89

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGY AND ELECTROPHYSICS

Demidovich V.B. Digital simulation and control of induction heating systems in metallurgy.....	5
Porsev E.G., Malozyomov B.V. Prospects for application of electric corona technology for air cleanup.....	13
Palkanov P.A., Koshuro V.A., Fomin A.A. Investigation of the composition, structure and hardness of titanium subjected to induction nitriding.....	19

ELECTRICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Zuev S.M., Varlamov D.O. Design selection and parameter calculation driver management systems of laser light sources.....	28
Nurlatov N.V. Step-up two-stage DC voltage regulator based on resonant structures with switchable capacitors.....	38

Skripkin A.A., Trigorly S.V. Simulation of thermal cooling modes of semiconductor microelectronic components.....	48
Shklyarskiy Ya.E., Gubarev M.A., Vorobyova V.A., Kuznetsova Yu.N. Factor model of energy consumption for post-industrial countries with developed economies on the example of European Union countries.....	53
Domanov V.I., Pevcheva E.V. Discrete mathematical model of the digital greenhouse temperature control system.....	63
Mirgorodskaya E.E., Mityashin N.P., Timofeev M.N., Tumanov A.A. Power redistribution in a flexible autonomous power supply system.....	72
Vyrykhanov D.A., Kamendrovsky I.A. Tightening control algorithm of high-strength bolted joints.....	80
Alexander Roaldovich Lepeshkin (on the 65th anniversary of his birth).....	87
Information for Authors.....	89

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИКА

УДК 621.365.1

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И УПРАВЛЕНИЕ ИНДУКЦИОННЫМИ НАГРЕВАТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ В МЕТАЛЛУРГИИ

В.Б. Демидович

DIGITAL SIMULATION AND CONTROL OF INDUCTION HEATING SYSTEMS IN METALLURGY

V.B. Demidovich

Рассмотрены основные этапы в эволюции цифрового моделирования индукционных нагревательных систем. Разработаны экономичные методы расчета электромагнитных полей в устройствах индукционного нагрева и принципы построения мульти физических моделей, в том числе наиболее важных – электротепловых моделей. Разработан пакет специализированных программ для моделирования не только устройств индукционного нагрева, но и технологий с использованием индукционного нагрева. Главное достоинство специализированных пакетов по сравнению с коммерческими заключается в возможности их использования при управлении комплексами в режиме реального времени. Показана тесная связь оптимального проектирования и управления индукционными нагревателями. Логичное развитие цифрового моделирования индукционных нагревательных систем в металлургии заключается в разработке мега моделей и цифровых двойников. Приведены примеры использования концепции цифровых двойников при разработке различных комплексов в металлургической промышленности.

Ключевые слова: индукционный нагрев, компьютерное моделирование, электромагнитные и температурные поля, оптимальное проектирование, цифровой двойник

The main stages in the evolution of digital simulation of induction heating systems are considered. Efficient methods for computation electromagnetic fields in the induction heating devices and principles for the construction of multi-physical models, including the most important electro-thermal models, have been developed. A package of specialized programs for modeling not only induction heating devices, but also technologies using induction heating has been developed. The main advantage of specialized packages in comparison with commercial ones is a possibility of their use in real-time control of complexes. A close connection between the optimal design and control of induction heaters is shown. The logical development of digital simulation of induction heating systems in metallurgy is the development of mega models and digital twins. Examples of using the concept of digital twins in the development of various complexes in metallurgical industry are given.

Keywords: induction heating, computer simulation, electromagnetic and temperature fields, optimal design, digital twin

Введение

Индукционный нагрев (ИН) металлов получает все большее развитие в науке и промышленности. Особенно заметно это в металлургических и машиностроительных отраслях [1, 2]. ИН составляют важную часть энергоэффективных и экологически чистых технологий, которые применяются в промышленном комплексе развитых стран [3, 4].

Мощности современных установок ИН в настоящее время достигают в одной единице нескольких Мегаватт, а частота тока лежит в диапазоне от нескольких герц до нескольких Меггерц. Реализация промышленных комплексов с использованием ИН уже невозможна без детального моделирования и построения цифровых двойников в рамках концепции нового технологического уклада и новых производственных технологий [5].

Индукционные нагревательные системы являются сложными техническими объектами, в которых протекают физические процессы различной природы и для успешной реализации технологии необходим всеобъемлющий анализ и моделирование всей технологической цепочки. В большинстве случаев математическое описание таких объектов представляет собой систему детерминированных нелинейных дифференциальных и интегральных уравнений, записанных для многомерных и многосвязных областей. Если не вводить существенных упрощений в постановку задачи, то решение указанной системы уравнений, а значит и количественное описание изучаемых объектов может быть получено только с использованием численных методов.

Поэтому естественное требование цифровизации технологий с применением ИН непосредственно связано с цифровым моделированием. Применение компьютеров при моделировании индукционных электротермических установок вначале рассматривалось как инструмент для развития теории индукционного нагрева. В настоящее время это необходимый инструмент при разработке оборудования и технологий с применением ИН. Комплексные мега модели являются неотъемлемой частью циф-

ровых двойников, позволяют осуществлять оптимальное проектирование, управление и сопровождение мощных комплексов с использованием индукционных электротермических устройств в течение всего цикла жизни. Ошибки в проектировании ИН приводят к чрезвычайно неприятным и дорогостоящим последствиям. Поэтому без применения современной технологии цифровых двойников невозможно проектирование и управление сложными энергоемкими установками индукционного нагрева.

Этапы моделирования систем индукционного нагрева

До появления компьютерной техники были развиты аналитические приближенные методы расчета индукторов [6-8], основанные главным образом на схемах замещения. Дополнительно были проведены металловедческие исследования, позволяющие выявить особенности индукционного метода термообработки стальных изделий [9].

С появлением в 60-х годах XX века доступной для научной и инженерной деятельности вычислительной техники, стали быстро развиваться численные методы расчета и моделирования электромагнитных и температурных полей при индукционном нагреве [10, 11].

Моделирование индукционных нагревательных систем, начиная с 70-х годов XX века, прошло несколько этапов.

Модели электромагнитных полей в индукционных устройствах

Ведущее место при создании цифровых моделей индукционных нагревателей занимает разработка метода электрического расчета. Поэтому первоначальным этапом с начала 70-х годов XX века было разработка методов электрического расчета. Это объясняется тем, что при индукционном нагреве металлов первичным и основным фактором, влияющим на формирование температурного поля заготовки, является распределение внутренних источников теплоты (индуцированных токов) по объему заготовки. Электрический расчет должен дать количественную картину распределе-

ния электромагнитного поля в объеме нагреваемого тела и, тем самым, создать необходимые предпосылки для решения тепловой задачи. С другой стороны, электрический расчет должен включать в себя определение интегральных параметров индукционной установки, характеризующих ее как потребителя энергии. Указанные задачи являются наиболее общими при моделировании любой индукционной нагревательной системы, и без их решения невозможен сколь либо точный анализ процесса нагрева.

При разработке численных моделей электромагнитных полей (ЭМП) использовались методы конечных разностей (МКР), методы конечных элементов (МКЭ), методы интегральных уравнений (МИУ) и их комбинации.

Метод интегральных уравнений удобен для расчета квазистационарных систем, в которых можно пренебречь запаздыванием сигнала. Все индукционные нагревательные устройства этому условию подчиняются. Важным достоинством метода является то, что расчет проводится только для областей, занятых вторичными источниками, вследствие чего не требуется задания краевых условий и расчета электромагнитного поля вне проводящей среды.

МИУ очень эффективен при сложном характере соединений индукторов и в случае сильно выраженного поверхностного эффекта в загрузке, когда порядок системы алгебраических уравнений относительно невелик и, соответственно, время расчета мало. В качестве достоинства метода следует отметить возможность просто определять входные параметры индуктора: КПД, коэффициент мощности, активное и реактивное сопротивления индукторов. Благодаря этим преимуществам МИУ занял лидирующее положение на первой стадии развития численных методов в теории индукционного нагрева [12]. С другой стороны, плохая приспособленность интегральных уравнений к расчету тел со сложной геометрической формой и нелинейными свойствами на фоне быстрого развития вычислительной техники явилась причиной

постепенного перехода лидирующих позиций к МКЭ.

Опыт показал, что наиболее эффективным и экономичным способом расчета будут комбинированные методы, при которых расчет входных параметров индукторов (внешняя задача) проводится на базе МИУ, а расчет распределения электромагнитного и температурного полей в загрузке (внутренняя задача) – на базе МКР или МКЭ. Поэтому были предложены и разработаны так называемые экономичные методы для расчета электромагнитного поля в индукционных нагревательных системах [13-16].

База данных электро-теплофизических свойств

Необходимым элементом разработки моделей ИН является создание базы данных материалов [11]. База данных содержит три раздела: свойства нагреваемых материалов (в основном металлов), свойства футеровок (используемых в печной промышленности) и зависимости коэффициентов теплообмена для различных способов охлаждения горячей заготовки в различных средах.

База свойств нагреваемых материалов включает в себя зависимости от температуры для плотности, коэффициента черноты, удельного сопротивления, теплоемкости и теплопроводности. Кроме того, для ферромагнетиков имеется возможность задавать зависимость магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля и температуры.

База свойств теплоизоляционных материалов (футеровок) включает в себя зависимости от температуры для плотности, коэффициента черноты, теплоемкости и теплопроводности.

Для пользователей предоставляются удобные средства расширения базы данных за счет новых материалов.

Электротепловые модели

Этап разработки электротепловых моделей начался с середины 1970-х годов и продолжается до сих пор, и он связан с разработкой моделей, которые отражают наиболее существенные особенности ин-

дукционного нагрева: взаимное влияние электромагнитных и температурных полей.

К середине 1970-х гг. были разработаны первые двумерные электротепловые модели для расчета индукционного нагрева цилиндрических и плоских тел [17–19]. Уже тогда удалось внедрить отдельные разработанные численные модели или в целом автоматизированные системы научных исследований (АСНИ) индукционных нагревателей [13] на ЭВМ типа ЕС и БЭСМ-6 при решении научных и практических задач. Часто это приводило к удорожанию исследовательских и проектных работ, поскольку требовало высокой квалификации пользователя и значительных затрат времени на подготовку данных, проведение расчетов и верификацию результатов. Но, как показал опыт, объем информации, доступный при численном моделировании, позволял в конечном итоге получать оптимальные проектные решения за приемлемое время и окупался.

Ситуация существенно изменилась с появлением персональных компьютеров (ПК) в конце 80-х годов XX века. Доступность ПК, широкое распространение и новые функциональные возможности привели к разработке моделей с «дружественным» интерфейсом, которые позволили пользователю, не знакомому с численными методами, на основе только физической постановки задачи легко вводить базовые исходные данные и анализировать результаты расчетов [20, 21].

За 1990-е годы сложился специализированный комплекс программ Induction Heating (INDHEAT) [13, 20, 21], ориентированный на решение разнообразных задач исследования, проектирования индукционных нагревателей, который широко используется ведущими организациями, проектирующими и производящими индукционное оборудование, как в нашей стране, так и за рубежом (США, Великобритания, Китай, Индия и т.д.).

Наиболее развитая программа UNIVERSAL 2D [13, 21] из комплекса INDHEAT, применяет комбинированный метод расчета, используя МИУ для реше-

ния внешней электрической (воздух и область индуктора) и МКР для решения внутренней электротепловой (область заготовки) задач, которые связаны с помощью импедансных граничных условий [13].

С помощью UNIVERSAL 2D пользователь без больших временных затрат и с достаточной расчетной точностью может получить все требуемые параметры индукционной системы. Расчет может производиться при любой степени выраженности поверхностного эффекта, встречающегося в практике сквозного индукционного нагрева заготовок из меди, алюминия, титана, их сплавов, магнитной и немагнитной стали и т.д. Предусматривается расчет нагревателей с секционированными многофазными индукторами, с обычным и автотрансформаторным включением обмоток.

Программа UNIVERSAL 3D основана на комбинации трех численных методов: МКЭ, МКР и МИУ. Задача разбивается на внешнюю, решаемую МИУ (2D), и внутреннюю трехмерную (область загрузки), решаемую МКЭ и МКР. Сшиваение задач происходит также с помощью импедансных граничных условий.

Эта программа является расширением UNIVERSAL 2D для тел с прямоугольным сечением и предоставляет пользователю те же самые возможности. В UNIVERSAL 3D также можно моделировать различные типы нагревателей (периодический, методический и непрерывный), нестационарные режимы их работы (пуск, разгрузка) и моделировать всю технологическую линию термообработки металлов включая газовые печи и зоны транспортировки.

Модели автоматической оптимизации ИН

Разработка двумерных электротепловых моделей ИН позволила сформулировать концепцию оптимизации индукционных нагревателей (или всего комплекса оборудования) на базе компьютерного моделирования с включением знаний пользователя и параметрической оптимизацией устройств и с привлечением методов математического программирования.

Индукционные нагревательные устройства с позиций теории оптимального управления относят к объектам с распределенными параметрами. В общем случае управляющими воздействиями являются пространственно распределенные внутренние источники. При известных электро- и теплофизических свойствах материала заготовки распределение и мощность внутренних источников теплоты определяются многими факторами, в том числе конструктивными параметрами индукционного нагревателя, электрической схемой его включения, напряжением или током на индукторе при заданном числе его витков, частотой тока источника питания. Отсюда видна тесная связь задачи управления индукционными нагревателями с их конструированием и проектированием. Более того, конструирование технического устройства можно рассматривать как определенный этап в решении общей задачи управления технологическим процессом с целью достижения его максимальной эффективности. Это требует совместного проектирования как технических устройств, обеспечивающих технологический процесс, так и системы управления ими. Численное моделирование создает основу для конструирования и проектирования индукционных нагревательных устройств и для управления ими уже в технологическом процессе нагрева.

При этом предполагается наличие формализованных критериев оптимизации и математических моделей проектируемых устройств. Наиболее общим критерием оптимизации является технико-экономический критерий эффективности функционирования всей проектируемой системы. Обобщенный критерий в большинстве случаев включает в себя ряд частных критериев, поэтому задача оптимального проектирования является задачей многокритериальной оптимизации. Частные критерии обычно отражают процессы различной физической природы, протекающие в системе, и являются несоизмеримыми. Поэтому разработка формализованного обобщенного критерия и соответствующей обобщенной модели является чрезвычайно сложной задачей и требует объединения усилий различных специалистов. На этой

стадии эффективно использовать интерактивный режим работы путем диалогового взаимодействия человека с ЭВМ. Важно среди частных критериев выделить наиболее существенные. В этом случае можно, проводя последовательно по степени их значимости оптимизацию и используя, например, метод последовательных уступок, найти значения параметров проектируемой системы, которые удовлетворяли бы всем частным критериям. Другой подход позволяет значительно упростить решение задачи. Он заключается в том, что выбирается единственный превалирующий критерий, по которому производится оптимизация, а остальные конкурирующие показатели превращаются в ограничения. Критериями оптимизации могут служить: показатели качества формирования температурного поля загрузки, полные затраты энергии на нагрев, производительность и т.д. При оптимизации конструкции и режимов работы ИН важно выделить только те параметры, которые существенно влияют на функцию качества. От выбора метода оптимизации, согласованного с точностью расчета критерия оптимизации, сильно зависят надежность и эффективность нахождения оптимального варианта конструкции и режима ИН. Для успешного решения указанных задач требуется разработка эффективных численных методов, обеспечение диалогового общения пользователя с ЭВМ, автоматизация рутинных операций, максимальное задействование интеллектуальных возможностей исследователей и их опыта с перспективой разработки и использования искусственного интеллекта [22-24]. Концепция «Цифрового Профессора» позволит решить и важнейшую задачу профессионального обучения на разных уровнях [25].

Использование коммерческих пакетов

С конца 90-х годов XX века исследователям стали доступны коммерческих пакеты общего назначения для расчета электромагнитных полей, разработанных такими корпорациями, как ANSYS, JMAG, COMSOL, ANSOFT, INFOLITICA, Cedrat, VECTOR FIELDS и др. В практику расчетного проектирования начало входить ис-

пользование пространственно трехмерных моделей. Появились мультифизичные пакеты. Но из-за стремления к универсальности неизбежно усложнялась подготовка данных и в целом время прохождения задачи. Впоследствии, когда появилась возможность использовать модели не только для проектирования, но и для управления в реальном масштабе времени, четко выявилось преимущество специализированных пакетов.

Модели и цифровые двойники технологических процессов с применением индукционного нагрева

Развитие в XXI веке моделирования индукционных нагревателей неизбежно приводит к построению цифровых моделей, увязывающих не только электромагнитные и температурные поля при нагреве заготовок в индукторах, но и учитывающие при моделировании транспортировку и другие агрегаты в линии, т.е. необходимо моделирование технологии термообработки. Часто необходимо учитывать в математической модели различные сопутствующие физические явления, протекающие при индукционном нагреве и влияющие на конечный результат. Это относится к структурным превращениям, напряжениям и деформациям, учету гидро- и газодинамических процессов. В результате получаются мега модели, максимально отражающие технологические процессы и позволяющие связать качественные показатели с режимами работы. Соединение с интеллектуальной системой анализа, оптимизации, планирования, предсказания, управления приводит к простейшей форме Цифрового Двой-

ника. В силу хорошей детерминированности процессов индукционного нагрева металлов и развитого математического описания и цифрового моделирования мощные и ответственные агрегаты в металлургии уже имеют историю использования концепций цифровых двойников без явного упоминания об этом и в будущем они, безусловно, будут проектироваться, изготавливаться, обслуживаться с использованием технологии цифровых двойников.

Производственные и перерабатывающие отрасли, в том числе металлургия, имеют историю использования концепций цифровых двойников без явного упоминания об этом:

- технология непрерывной разливки – непрерывной прокатки [26];
- непрерывные линии горячего цинкования стальной ленты [27, 28];
- индукционная термообработка крупногабаритных стальных изделий [29, 30];
- комплексы термической обработки титановых сплавов перед пластической обработкой [31-33];
- индукционная печь проходного типа для высокотемпературной обработки углеволоконистых материалов [34, 35].

Заключение

За последние 50 лет численное моделирование индукционных нагревателей прошло путь от исследования отдельных аспектов ИН до создания цифровых двойников, которые идеально вписываются в концепцию нового технологического уклада и новых производственных технологий.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Rudnev V., Loveless D., Cook R. Handbook of Induction Heating. 2nd Edition, CRC Press, 2017.
2. Vasilev A.S., Demidovich V.B. Inductive heating in the metallurgical industry // Russian Electrical Engineering. 2003. Т. 74. № 5. С. 61-64.
3. Muehlbauer A. History of Induction Heating and Melting. Vulkan Verlag, 2008.
4. Бааке Э., Йорн У., Мюльбауэр А. Энергопотребление и эмиссия CO₂ при промышленном технологическом нагреве / пер. с нем. под ред. В.Б. Демидовича. VULKAN-VERLAG ESSEN, 1997. 173 с.
5. Seitzer A. Internet of Things – The brave new world of thermo-processing? // Proceedings of the XVIII International UIE Congress Electrotechnologies for material

processing. Hannover (Germany), 2017. P. 29-34.

6. **Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е.** Индукторы для индукционного нагрева. Ленинград.: Энергия, 1974. 264 с.

7. **Кувалдин А.Б.** Низкотемпературный индукционный нагрев стали. Москва: Энергия, 1976.

8. **Davis J., Simpson P.** Induction Heating Handbook. McGraw-Hill, 1979.

9. **Головин Г.Ф., Замятнин М.М.** Высокочастотная термическая обработка. Вопросы металловедения и технологии. 3-е изд., перераб. и доп. Ленинград: Машиностроение. Ленигр. отд-ние, 1990. 239 с.

10. **Немков В.С., Демидович В.Б.** Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Ленинград: Энергоатомиздат, 1988.

11. **Демидович В.Б., Чмиленко Ф.В.** Компьютерное моделирование устройств индукционного нагрева. Санкт-Петербург: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 160 с.

12. **Демидович В.Б., Немков В.С.** Расчет цилиндрического индуктора с немагнитной нагрузкой на ЭВМ // Промышленное применение ТВЧ. Ленинград, 1975. Вып. 15. С. 38-45.

13. **Демидович В.Б.** Экономичный способ численного расчета электромагнитного поля в индукционных системах с сильно неоднородной нагрузкой // Известия ЛЭТИ. 1981. Вып. 299. С. 21-26.

14. **Немков В.С., Демидович В.Б.** Экономичные алгоритмы численного расчета устройств индукционного нагрева // Электротехника. 1984. № 11. С. 13-18.

15. **Демидович В.Б., Растворова И.И.** Метод совместного моделирования электрических цепных и полевых задач в теории индукционного нагрева // Электротехника. 2014. № 8. С. 63-67.

16. **Демидович В.Б.** Цифровое моделирование электромагнитных процессов в технологических индукционных устройствах // Электричество. 2021. № 7. С. 26-32.

17. **Демидович В.Б., Немков В.С., Полеводов Б.С.** Электротепловая модель индукционного нагревателя немагнитных цилиндрических слитков // Известия ЛЭТИ. 1976. Вып. 203. С. 7-14.

18. Цифровое моделирование систем индукционного нагрева / В.Б. Демидович, В.С. Немков, Б.С. Полеводов, А.Е. Слухоцкий // Теория и методы математического моделирования. Москва: Наука, 1978. С. 112-114.

19. **Демидович В.Б., Немков В.С., Кондрашов С.В.** Цифровое моделирование периодического индукционного нагрева немагнитных заготовок перед прессованием // Известия вузов. Электромеханика. 1990. № 10. С. 44-50.

20. Software for modeling induction heating devices using personal computers / V.B. Demidovitch, V.I. Rudnev, G.D. Comracova, M.G. Karpuchin // Proceedings of 8th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, COMPUMAG, July 7-11. 1991. Sorrento, Italy. Vol. 1. P. 227-229.

21. **Demidovitch V.** Special software INDHEAT for modeling induction heating processes // Proceedings of 3rd International Workshop on Electric and Magnetic Fields EMF'96. Liege, Belgium, May 1996. P. 273-278.

22. **Демидович В.Б.** К задаче оптимального управления двумерным температурным полем при индукционном нагреве цилиндрических слитков // Известия ЛЭТИ. 1979. Вып. 255. С. 11-14.

23. **Демидович В.Б.** Оптимизация индукционных установок для градиентного нагрева слитков // Вопросы проектирования автоматизированных моделирующих и управляющих систем. Куйбышев, 1978. Вып. 1. С. 136-140.

24. **Демидович В.Б.** Компьютерное моделирование и оптимальное проектирование энергосберегающих технологий индукционного нагрева металлов // Известия Российской академии наук. Энергетика. 2012. № 6. С. 48-63.

25. **Демидович В.Б., Чайкина И.П.** Электронные образовательные средства в области индукционного нагрева // Индукционный нагрев. 2012. № 1. С. 48-50.

26. Моделирование индукционного и газового нагрева слэбов в линиях непрерывной разливки – непрерывной прокатки / В.Б. Демидович, В.В. Андрушкевич,

Ф.В. Чмиленко, И.И. Растворова // Индукционный нагрев. 2011. Вып. 3 (17). С. 4-10.

27. **Demidovitch V., Nelson J., Blake E.** New generation of galvanizing lines utilizing induction heating technology // 3rd International Symposium on Electromagnetic Processing of Materials. April, 2000, Nagoya (Japan). P. 224-229.

28. Демидович В.Б., Чмиленко Ф.В. Применение индукционного нагрева в линиях горячего цинкования стальной ленты // Электрометаллургия. 2010. Вып. 12. С. 12-15.

29. **Demidovich V., Perevalov Yu., Pishchalev K.** Intellectual systems of induction heat treatment of large-sized steel products // International Conference on Heating by Electromagnetic Sources HES-19. Padua. 2019. P. 447-451.

30. **Perevalov Yu., Demidovich V.** Simulation of Physical Fields in Induction Hardening Technology – from Digital Twin to New Technology // RusMetalCon 2020. IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 969. 2020. 012051 doi:10.1088/1757-899X/969/1/012051.

31. Численное моделирование бестигельного плавления титанового сплава в переменном электромагнитном поле / В.Б. Демидович, М.Ю. Хацаюк, И.И. Растворова и др. // Известия Российской академии наук. Энергетика. 2015. № 6. С. 52-62.

32. **Demidovich V.B., Perevalov Yu.Yu.** Advanced automated complex using induction and resistance furnaces for precise heating of the titanium billets // 2019 International Conference

on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS 2019). Ufa, 2019. P. 292-297.

33. **Демидович В.Б., Растворова И.И., Хацаюк М.Ю.** Индукционная бестигельная плавка титана // Технология легких сплавов. 2015. № 2. С. 82-88.

34. **Demidovich V., Perevalov Yu., Zhambalova S.** Simulation of a high-temperature induction furnace for heating carbon fibers // International Conference on Heating by Electromagnetic Sources HES-19. Padua, 2019. P. 53-57.

35. **Демидович В.Б., Перевалов Ю.Ю., Жамбалова С.Ц.** Индукционная печь косвенного нагрева углеродных волокон // Известия Академии электротехнических наук РФ. 2019. Вып. 21. С. 76-83.

36. Автоматизированный комплекс электротехнического оборудования нагрева и транспортирования заготовок в пресс / Е.А. Григорьев, В.Б. Демидович, Г.И. Прокофьев, И.И. Растворова // Электричество. 2013. № 12. С. 30-36.

37. **Демидович В.Б., Перевалов Ю.Ю., Прокофьев Г.И.** Цифровые системы управления температурой в непрерывных линиях термообработки // Проблемы управления и моделирования в сложных системах: труды XXI Междунар. конф. в 2 т.; под ред. С.А. Никитова, Д.Е. Быкова, С.Ю. Боровика, Ю.Э. Плешивцевой. 2019. С. 270-275.

38. **Перевалов Ю.Ю., Демидович В.Б.** Цифровой двойник установки индукционного нагрева углеродных волокон // Электротехника. 2021. № 3. С. 16-20.

Демидович Виктор Болеславович – доктор технических наук, профессор по специальности «Электротехнология», Академик-секретарь отделения «Электротехнология» АЭН РФ

Viktor B Demidovich – Dr, Sci. Tech., Professor, Academician, Secretary of Electrotechnics Department of the Academy of Electrical Engineering Sciences of the Russian Federation

Статья поступила в редакцию 04.12.22, принята к опубликованию 27.12.22

УДК 621.31:631.3(075.8)

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОКОРОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ ОЧИСТКИ ВОЗДУХА

Е.Г. Порсев, Б.В. Малозёмов

PROSPECTS FOR APPLICATION OF ELECTRIC CORONA TECHNOLOGY FOR AIR CLEANUP

E.G. Porsev, B.V. Malozyomov

Проведён анализ способов очистки газов от взвешенных частиц в медицинских учреждениях по различным критериям и предложено направление развития комплексных конструкций. Проанализированы проблемы очистки воздуха медицинских помещений, параметры качества очистки. Представлены критерии оптимизации технологии и даны рекомендации по совершенствованию систем очистки воздуха в медицинских учреждениях.

Ключевые слова: очистка воздуха, фильтры, электрофильтры, циклоны-пылеотделители, электрический коронный разряд, силовые линии электрического поля, инактивация микроорганизмов

Первые упоминания о применении электрокоронного разряда для оздоровления атмосферы жилых и производственных помещений можно найти в конструкциях Чижевского А.Л., осуществляющих обогащение атмосферы отрицательными аэроионами. Они так и назывались – «люстры Чижевского».

Позднее были разработаны промышленные электрофильтры, использующие электрокоронный разряд как фактор зарядки пыли электрическим зарядом и побуждения движения пылинок от одного электрода к другому [1].

В современных условиях пандемии коронавируса особую актуальность приобретают системы фильтрации воздуха в медицинских учреждениях. Очевидно, что опре-

Analysis of the methods for gas purification from suspended particles in medical institutions was carried out according to various criteria, and a direction for the development of complex structures was proposed. The problems of air purification of medical premises, parameters of purification quality are analyzed. Criteria for optimizing the technology are presented and recommendations are given for improving air purification systems in medical institutions.

Keywords: air purification, filters, electrostatic precipitators, cyclones-dust separators, electric corona discharge, electric field lines

делённую трудность для фильтрации воздуха представляют размеры коронавируса SARS – CoV-2.

Похожая проблема присутствовала в технике электрокоронной обработки семян зерновых культур [2], хотя и задачи решались разные, но сходство проблем налицо, прежде всего при наличии сходства природы вещества спор патогенных грибов и тел коронавируса, размеров и формы тел (см. табл. 1).

Если сравнивать с промышленными загрязнителями воздуха, то можно увидеть большую разницу (см. табл. 2).

Анализ характеристик загрязнителей воздуха медицинских учреждений (см. табл. 1) говорит о том, что фильтрация воздуха специальных помещений, несмотря на

наличие большого количества технических средств в промышленности весьма затруднительный процесс по сравнению с филь-

трацией воздуха промышленных предприятий, где размеры пылевых частиц отличаются на 3...4 порядка в большую сторону.

Таблица 1 – Сравнительные характеристики спор патогенных грибов и тел коронавируса

Характеристики грибов	Fusarium	Alternaria	Penicillium	Bipolaris	SARS-Cov-2
1. Размеры, нм: – длина – диаметр – форма тела	– 29-36 Шар	– 1,5-7,5 Шар	3-4 2-3 Эллипсоид	85-150 6,0-8,5 Цилиндр	– 70-165 Шар
2. Вещество	Целлюлоза + белок	Целлюлоза + белок	Целлюлоза + белок	Целлюлоза + белок	Белок
3. Относительная диэлектрическая проницаемость, о.ед.	2-8	2-8	2-8	2-8	5-8

Таблица 2 – Характеристики промышленных загрязнителей воздуха (летучей золы котельных) [1]

Вид топлива	Тип топки / Тип мельницы	Размеры частиц, мкм
1. Антрацит АК	С ручным обслуживанием	60...100 и более
2. Воркутинский уголь ПЖ	ПМЗ с неподвижными решётками	10...44
3. Торф кусковой	С механической цепной решёткой	8...19
4. Кемеровский уголь	Шаровая барабанная мельница	5...60 и более
5. Канский уголь	Молотковая мельница	15...60 и более

Анализ существующих конструкций устройств для инактивации микроорганизмов в воздухе и технологий показал, что проблема обеспечения качества воздуха в помещениях медицинских организаций остается одной из актуальных на протяжении последних десятилетий [9, 10]. Установлено, что НЕРА-технология, много лет используемая в медицине, направлена не на уничтожение микроорганизмов, а только на ограничение их поступления в помещение [10], а также установлено, что требуется предварительная инактивация микроорганизмов до стадии фильтрации. Инактивация с применением химических реагентов, наносимых на фильтрующий материал, показала себя неэффективной, в связи с большой длительностью процесса, избирательным действием химически активного вещества на различные виды микроорганизмов [10], потенциальной опасностью для человека и окружающих конструкций

[11] и др. Использование установки «Поток-150-М-01», в которой инактивация микроорганизмов происходит под действием постоянных электрических полей с последующей фильтрацией инаktivированной биомассы микроорганизмов на электростатическом осадителе из вспененного электреты материала [10, 12], технологически сложно и имеет высокие трудозатраты на очистку и обезвреживание фильтров. Авторами работы предложено усовершенствовать это техническое решение с помощью введения в технологию самоочистку фильтров, то есть использовать в качестве фильтра сам фильтруемый материал (инаktivированные микроорганизмы) [8].

Таким образом, проблема повышения качества очистки воздуха актуальна для медицинских учреждений, особенно в свете пандемии COVID-19 – системы очистки воздуха старого типа не удовлетворяют критерию качества очистки.

Цель работы – повышение качества очистки воздуха при запылении мелкодисперсной пылью, спорами патогенных грибов и вирусами.

Для достижения поставленной цели решались следующие задачи:

1. Проанализировать существующие конструкции воздушных фильтров на соответствие критериям качества очистки, удобства обслуживания, минимума габаритных размеров.

2. Обосновать направление развития электрофильтров для повышения качества очистки.

Промышленные системы фильтрации воздуха подразделяются на:

- пылеосадительные камеры и аппараты сухой инерционной очистки газов;
- аппараты мокрой очистки газов (скрубберы);
- фильтры (волоконистые, рулонные, зернистые, НЕРА-фильтры и т. д.);
- электрофильтры.

Очевидно, что работа по фильтрации воздуха в медицинских учреждениях лучше всего будет осуществляться в аппаратах мокрой очистки и электрофильтрах в отличие от рулонных тканевых фильтров, в которых размеры отверстий в фильтрующих материалах не играют роли для функционирования фильтров (их нет), фильтрация осуществляется сплошными средами – электрическое поле и вода. Другие системы – пылеосадительные камеры и пористые фильтры не будут работать по причине очень высокой дисперсности фильтруемого материала (см. табл. 1) и очень низкой скорости витания спор и вирусов. Фильтрация воздуха промышленных предприятий осуществляется гораздо легче по причине больших размеров пылевых частиц (см. табл. 2).

В то же время аппараты мокрой очистки требуют при работе сложного ухода и утилизации отработанной воды и шлама, а электрофильтры, кроме этого, – ещё и дополнительного обслуживания высоковольтного электрооборудования.

Несмотря на эксплуатационные недостатки, электрофильтры имеют некоторые преимущества перед другими системами:

- малые габариты;
- малое аэродинамическое сопротивление тракта ввиду появления в них дополнительной тяги, совпадающей по направлению с потоком очищаемого воздуха [3, 4];
- частичное обеззараживание воздуха за счёт сгущения силовых линий электрического поля в объёме спор и коронавирусов и сжигания их электрическим током коронного разряда [5].

Малые габариты достигаются тем, что процесс очистки в электрофильтрах является активным, т.е. при создании «электрического ветра» происходит зарядка тел спор и вирусов электричеством, которые притягиваются поверхностями с зарядом противоположного знака.

Малое аэродинамическое сопротивление тракта достигается тем, что в системе коронирующий электрод – осадительный электрод возникает поток заряженных частиц (электронов и ионов) увлекающий за собой взвешенные частицы и молекулы газов воздуха – «электрический ветер». При этом, чаще всего коронирующий электрод подключают к отрицательному полюсу источника тока. Для усиления «электрического ветра» применяют различные устройства, которые позволяют добавлять в рабочий зазор электрические и магнитные поля [5-7].

Обеззараживание воздуха путём уничтожения спор грибов и вирусов (инактивация) (инактивация) происходит следующим образом: под действием диэлектрического момента происходят поворот тел спор грибов и вирусов вдоль силовых линий электрического поля (электрострикция), слипание их в цепочки, электрический пробой разрядного промежутка через цепочки (т. е. через тела спор и вирусов), термический их разогрев и уничтожение. Кроме того, под действием электростатической силы происходит притяжение частиц к осадительной поверхности и фильтрация воздуха таким образом [5].

Электрострикция для диэлектриков, к которым относятся споры грибов и вирусов, возникает в высоковольтном электрическом поле при напряженности электрического поля в сотни киловольт на метр, при этом

диэлектрический момент частиц заставляет их вращаться и ориентировать силовые линии своих электрических полей вдоль силовых линий внешнего электрического поля.

Диэлектрический момент частицы при допущении, что частица (спора или вирус) имеет форму шара, помещённого в электрическое поле и деформирующего поле диэлектриком (сгущающий силовые линии поля) [1]:

$$M_e = a^3 \cdot \frac{(\varepsilon - \varepsilon_0) \cdot \varepsilon_0 \cdot E_0}{\varepsilon + 2\varepsilon_0}, \quad (1)$$

где M_e – диэлектрический момент шара; a – радиус шара; ε_0 – диэлектрическая постоянная среды; ε – относительная диэлектрическая проницаемость шара; E_0 – напряжённость электрического поля в среде.

В предельном случае, когда шар выполнен из проводящего материала, что соответствует $\varepsilon = \infty$, диэлектрический момент при напряжённости электрического поля внутри шара $E = 0$, будет равен

$$M_e = a^3 \cdot \varepsilon_0 E_0, \quad (2)$$

а деформация поля максимальна, соответственно, и вращающая сила максимальна.

Кроме того, существует и другое явление, способствующее повышению фильтрующей способности обычных фильтров –

притяжение частиц диэлектрика, несущих электрический заряд к плоскости, и сила взаимодействия между зарядом, образующим поле, и диэлектрическим телом, помещённым в это поле.

Электрический заряд, находящийся вблизи диэлектрика, вызывает поляризацию диэлектрика, и вследствие этого заряд притягивается диэлектриком. При этом заряд Q , находящийся на расстоянии a от большой плоской поверхности диэлектрика с относительной диэлектрической постоянной ε , притягивается диэлектриком с силой

$$f_d = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} \cdot \frac{Q^2}{(2a)^2}. \quad (3)$$

Сопоставляя эту силу с силой притяжения заряда к плоской поверхности из проводникового материала можно видеть, что

$$f_p = \frac{Q^2}{(2a)^2}. \quad (4)$$

Отсюда для диэлектриков с большими значениями ε силы близки по величине (см. табл. 3).

Анализ данных (табл. 3) и соотношения (3), (4) позволяют сделать предположение о том, что самым эффективным материалом для осадительного электрода будут вода или металл.

Таблица 3 – Величина электростатической силы, действующей на точечный заряд около плоской поверхности

Материал поверхности	ε	f_d
Металл	∞	1
Оптическое стекло	10	0,82
Дерево	2...8	0,33...0,82
Вода (бидистиллят)	81,7	0,98

Таким образом, установлено, что оптимальной конструкцией по критерию качества очистки воздуха от коронавирусов являются аппараты мокрой очистки газов, по критерию минимума габаритов конструкции – аппараты сухой инерционной очистки газов, по критерию удобства обслуживания – электрофильтры.

Анализ конструкций и технологий очистки газов показал, что дальнейшим развитием систем очистки газов, отвечающим всем требованиям, будут комбинированные системы, сочетающие в своей конструкции несколько принципов очистки газов. Пример – электрофильтр [8], сочетающий в себе принцип электро-

фильтра, циклона и пылеосадительной камеры.

Новизна работы заключается в том, что для повышения эффективности работы электрофильтров в сложных условиях необходимо переходить от однофакторных моделей систем к многофакторным комбинированным системам.

Дальнейшим развитием техники очистки воздуха могут быть введения в систему как элементов «мокрой» очистки (скрубберов), так и элементов, позволяющих настраивать оптимальные параметры электрического поля, центробежной силы и со-

отношения объемов циклона-пылеотделителя и бункера.

Выводы

1. Анализ проблемы очистки воздуха медицинских помещений показал, что качество очистки зависит прежде всего от выбора системы фильтрации.

2. Совершенствование систем очистки воздуха возможно при сочетании нескольких принципов очистки для удовлетворения максимуму критериев: качество очистки, минимум габаритов конструкции, удобство обслуживания, максимальная производительность по воздуху.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Справочник по пыле- и золоулавливанию / М.И. Биргер, А.Ю. Вольдберг, Б.И. Мягков и др.; под общ. ред. А.А. Русанова. Москва: Энергоатомиздат, 1983. 312 с.

2. **Порсев Е.Г., Чемшиков Ю.А.** Повышение всхожести и энергии прорастания семян зерновых культур при электрокоронной обработке в свете новых представлений о микроценозе проростков // Технологии и средства механизации процессов сельскохозяйственного производства. Науч.-техн. бюл. / РАСХН. Сиб. Отд-ние. СибИМЭ. Новосибирск, 2000. С. 22-29.

3. **Басевич В.А.** Исследование конструктивных и режимных параметров электростатического вентилятора // Науч.-техн. бюл. ВАСХНИЛ. Сиб. отд-ние. 1988. Вып. 1. С. 19-26.

4. **Козлов Б.А., Соловьёв В.И.** Исследование «электрического ветра» в электродных системах с коронирующими острями // Журнал технической физики. 2007. Т. 77. Вып. 7. С. 70-76.

5. **Порсев Е.Г.** Электрокинетические технологии для агропромышленного комплекса: дис. ... д-ра техн. наук: 05.20.02. Барнаул, 2002. 344 с.

6. АС СССР № 946013, М.Кл. H05F 1/00. Устройство для перемещения и ионизации воздуха / Порсев Е.Г., Ньюшков Н.В., Меновщиков Ю.А., Басевич В.А. Изобретения в СССР. Бюл. № 47. Заявл. 1980. 6 с.

7. АС СССР № 1048584, М.Кл. H05F 1/00. Устройство для перемещения и ионизации воздуха / Порсев Е.Г., Меновщиков Ю.А., Ньюшков Н.В., Басевич В.А. Изобретения в СССР. Бюл. № 38. Заявл. 1982. 6 с.

8. Патент РФ № 163132, М.Кл. B03C 3/14. Электрофильтр / Порсев Е.Г., Коноваленко А.И. Заявл. 10.07.2016. Изобретения РФ. Бюл. № 19. 8 с.

9. Современные научные и практические тенденции в области обеззараживания воздуха в медицинских организациях / А.В. Наголкин, Е.В. Володина, М.Ф. Загидуллов и др. // Здоровье населения и среда обитания. 2016. № 2 (275). С. 47-51.

10. Инактивация микроорганизмов – главный критерий эффективности обеззараживания воздуха в медицинских организациях / А.В. Наголкин, Е.В. Володина, В.Г. Акимкин и др. // Эпидемиология и инфекционные болезни. 2014. № 6. С. 57-62.

11. Заключение временной научно-технической комиссии о применении озонирования при хранении и транспортировке плодоовощной продукции. Председатель П.И. Холод. 29.06.82. 5 с.

12. Патент РФ № 2026751 М.Кл. B03C 3/14. Устройство для стерилизации и тонкой фильтрации газа / Володина Е.В., Наголкин А.В. Заявл. 13.05.92. Опубл. 20.01.1995. 7 с.

Порсев Евгений Георгиевич – доктор технических наук, старший научный сотрудник, профессор кафедры «Электротехнические комплексы» Новосибирского государственного технического университета

Малозёмов Борис Витальевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электротехнические комплексы» Новосибирского государственного технического университета

Evgeny G. Porsev – Dr. Sci. Tech., Senior Research Fellow, Professor, Department of Electrical Engineering Complexes, Novosibirsk State Technical University

Boris V. Malozyomov – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electrical Engineering Complexes, Novosibirsk State Technical University

Статья поступила в редакцию 04.10.22, принята к опубликованию 22.10.22

УДК 621.785.53

ИССЛЕДОВАНИЕ СОСТАВА, СТРУКТУРЫ И ТВЕРДОСТИ ТИТАНА, ПОДВЕРГНУТОГО ИНДУКЦИОННОМУ АЗОТИРОВАНИЮ

П.А. Палканов, В.А. Кошуро, А.А. Фомин

INVESTIGATION OF THE COMPOSITION, STRUCTURE AND HARDNESS OF TITANIUM SUBJECTED TO INDUCTION NITRIDING

P.A. Palkanov, V.A. Koshuro, A.A. Fomin

В работе исследовались состав, структура и микротвердость титана марки VT1-00 после индукционного азотирования. Процесс азотирования проводился в лабораторной цилиндрической кварцевой камере, располагаемой в активной области трехвиткового индуктора. После заполнения камеры газообразным азотом до давления $0,2 \pm 0,05$ МПа проводился высокочастотный индукционный нагрев при токе индуктора 2,9 кА с различной длительностью процесса 60, 300 и 600 с. В результате высокотемпературного азотирования наблюдалось насыщение титана азотом с содержанием его в поверхностном слое от 2,05 до 12,95 ат.%. Максимальная поверхностная микротвердость образцов составляла 1500 ± 50 HV_{0,98}. Установлена возможность формирования на титане упрочненных диффузионных слоев глубиной до 50 ± 20 мкм и микротвердостью до 500 ± 50 HV_{0,98}. Параметры глубины диффузионного слоя и микротвердости зависят от температуры образца и длительности процесса индукционного азотирования, проводимого при токе на индукторе 2,9 кА.

Ключевые слова: азотирование, химико-термическая обработка, индукционный нагрев, титан, диффузионный слой, микротвердость, структура

The composition, structure and microhardness of VT1-00 grade titanium subjected to induction nitriding were investigated. The nitriding process was carried out in a laboratory cylindrical quartz chamber located in the active region of a three-turn inductor. After the chamber was filled with nitrogen gas at the pressure of 0.2 ± 0.05 MPa, high-frequency induction heating was carried out at the inductor current of 2.9 kA with the process duration within 60, 300 and 600 s. As a result of high-temperature nitriding, titanium was saturated with nitrogen with its content in the surface layer from 2.05 to 12.95 at.%. The maximum surface microhardness of the samples was 1500 ± 50 HV_{0.98}. A possibility of forming reinforced diffusion layers on the titanium with the depth of up to 50 ± 20 microns and microhardness of up to 500 ± 50 HV_{0.98} has been established. The depth and microhardness parameters of the diffusion layer depend on the sample temperature and duration of the induction nitriding process carried out at the inductor current of 2.9 kA.

Keywords: nitriding, chemical heat treatment, induction heating, titanium, diffusion layer, microhardness, structure

Титановые сплавы занимают важное место среди современных конструкционных материалов, поскольку обладают уникаль-

ным сочетанием механических, физических и технологических свойств. Благодаря высокой удельной прочности, низкой плотно-

сти, высокой коррозионной стойкости и жаропрочности титановые сплавы нашли широкое применение в авиационной и космической технике, автомобилестроении, а также при производстве изделий медицинского назначения (медицинские имплантаты различного назначения) [1-5]. Однако данные материалы характеризуются низкими значениями износостойкости и твердости, что обуславливает необходимость разработки методов их упрочнения [6-9].

В промышленности для обработки поверхности титановых сплавов в основном применяются три основных метода: термическое упрочнение (ТО), химико-термическая обработка (ХТО) и нанесение покрытий [10-14]. Метод ТО заключается в проведении процесса закалки при температуре 800-1200 °С в течение 40-120 мин с последующим отпуском. Однако данный метод характеризуется относительно невысокими механическими свойствами упрочненных изделий (7-10 ГПа), а также данный метод может привести к изменению геометрии и образованию трещин на поверхности обрабатываемого инструмента [15].

Широкое применение для нанесения покрытий на титан получили методы химического (CVD) и физического (PVD) осаждения. Технология CVD осуществляется в ходе химических реакций в широком диапазоне температур от 600 до 1200 °С. В результате на поверхности обрабатываемого изделия формируются покрытия толщиной 2-10 мкм и твердостью 15-23 ГПа [16-17]. При PVD происходит распыление мишени в вакууме под энергетическим воздействием (электрическим разрядом, лазерным излучением или иным термофизическим фактором). Использование температуры процесса обработки 300-600 °С приводит к формированию слоя толщиной до 15 мкм и твердостью от 18 до 27 ГПа [18-19]. Однако стоит отметить ряд существенных недостатков методов CVD и PVD, в частности низкая скоростью роста покрытия, низкая степень загрузки изделиями объема рабочей камеры, относительно высокая стоимость оборудования, трудность обеспечения равномерности толщины покрытия [20].

Один из наиболее изученных методов для формирования упрочненных слоев на титане является ХТО, в частности азотирование. В результате данного процесса происходит повышение физико-механических свойств обрабатываемых изделий, в частности твердости и износостойкости [21-24].

В настоящее время известно множество методов азотирования титановых сплавов: газовое, плазменное, лазерное и другие. Данные процессы модификации могут привести к образованию упрочненных градиентных нитридных слоев толщиной от 1 до 30 мкм и твердостью 1000-1700 HV (10-17 ГПа) [25-31]. Однако эти методы характеризуются рядом недостатков, например, ограничение геометрии изделия, подлежащего обработке, тонкий и неравномерный слой, плохая адгезия с подложкой и большая длительность процесса (от нескольких часов до нескольких суток). Как правило, данные проблемы не являются ограничивающими при крупносерийном производстве, но в связи с активным применением перспективных материалов появилась потребность в развитии компактных производств, использующих различные экспериментальные и энергоэффективные методы упрочнения поверхности.

Формирование нитридных слоев на титановых сплавах происходит в газообразной азотосодержащей среде (в различном процентном соотношении компонентов Ar и N₂) при температуре 600-800 °С в течение 5-30 ч [32]. Азот, адсорбируемый поверхностью титана, диффундирует внутрь, образуя раствор α -фазы, имеющего гексагональную плотноупакованную кристаллическую решетку [32]. Этот процесс продолжается до тех пор, пока не произойдет перенасыщение обрабатываемой поверхности на границе рабочая среда/твердое тело (где концентрация азота самая высокая). При повышенной концентрации азота на границе газ/металл происходит реакция, приводящая к образованию новой фазы – Ti₂N, в результате чего весь приповерхностный нитридный слой состоит из Ti₂N и нижележащей диффузионной зоны мартенситной фазы α' -Ti(N). Последующее перенасыще-

ние фазы Ti_2N приводит к новому фазовому превращению в фазу TiN со смещением фазы Ti_2N в глубь металла. Однако присутствие легирующих элементов может вызвать затруднение фазового превращения титана за счет образования нитридов легирующих элементов [32].

Интенсификация процессов ХТО проводится за счет повышения уровня таких факторов, как температура процесса, сокращающая длительность нагрева обрабатываемого изделия, и активности рабочей среды, насыщающей рабочую поверхность изделия. Индукционный нагрев является одним из эффективных способов повышения температуры, заключающийся в изменении вида теплопередачи от источника к нагреваемому объекту. Преимуществом данного метода термической обработки является сокращение длительности за счет ускоренного нагрева приповерхностного модифицируемого слоя изделий [1].

Таким образом, цель данной работы заключается в исследовании влияния основных факторов (тока индуктора, температуры и продолжительности) процесса индукционного азотирования на состав, структуру и твердость образцов технического титана.

В исследованиях применялись цилиндрические образцы диаметром 10 мм и высотой 5 мм из технического титана марки BT1-00 в исходном (после прокатки и чистового точения) состоянии. Последующая подготовка образцов заключалась в шлифовании их торцевой поверхности с применением абразивной бумаги (зернистостью от P180 до P3000) и последующей очистке в этаноле с заключительной сушкой на воздухе.

Процесс индукционного азотирования проводился в устройстве камерного типа в течение $t = 60, 300$ и 600 с при температуре обрабатываемого изделия более $800^\circ C$ и давлении рабочей среды $0,2 \pm 0,05$ МПа. Нагрев токами высокой частоты (ТВЧ) титанового образца осуществлялся при рабочем токе $I_0 = 250$ А, что соответствовало величине тока индуктора $I_{инд} = 2,9$ кА. Контроль температуры титановых образцов производился по цветам каления. После

завершения обработки осуществлялась продувка азотом под давлением $0,2 \pm 0,05$ МПа, позволяющая интенсивно охладить изделие до температуры около $500-550^\circ C$. Дальнейшее охлаждение до комнатной температуры проводилось в рабочей камере не менее 600 с.

Зависимости электрических параметров, в частности рабочего тока (I_0), тока индуктора ($I_{инд}$), потребляемой электрической мощности ($P_э$), частоты (f) и удельной мощности ($P_{уд.э}$), были представлены в графическом виде (рис. 1). Прямопропорциональное изменение основного технологического параметра $I_{инд}$ соответствовало заданному диапазону изменения рабочего тока I_0 . Измерение указанных электротехнологических характеристик производилось с помощью мультиметра «UNI-T UT 205».

Металлографическое исследование поверхности образцов проводили с помощью оптического микроскопа «Olympus BX-51». Микротвердость образцов оценивалась методом микроиндентирования по микрошлифу обработанного изделия с шагом 10 мкм на микротвердомере «Durascan-20» (ИСО 6507-1-2007) при нагрузке на индентор Виккерса равной 100 гс ($\approx 0,98$ Н). Морфология и элементный состав полученных диффузионных слоев изучали методами растровой электронной микроскопии (РЭМ) и энергодисперсионным рентгенофлуоресцентным анализом (ЭДРФА) (погрешность концентрации $\pm 0,5$ ат.%) на электронном микроскопе «MIRA II LMU» с детектором «INCA PentaFETx3» (при увеличении $\times 10^3$). Статистическая обработка полученных данных механических свойств и химического состава обработанных образцов проводилась с применением программы «Datafit 9.1».

В результате индукционного азотирования поверхность образцов имела однородную морфологию поверхности. После обработки образцы приобрели различные цвета. Данное явление обусловлено химическими свойствами полученных диффузионных слоев (рис. 2).

Исследование микроструктуры азотированных образцов позволило установить

наличие упрочненного слоя толщиной 15 ± 5 мкм (рис. 3). Также при увеличении длительности обработки происходили заметные структурные изменения по сечению

титана в виде увеличения размера зерен. Таким образом, использование индукционного нагрева способствовало структурному превращению по всему сечению образцов.

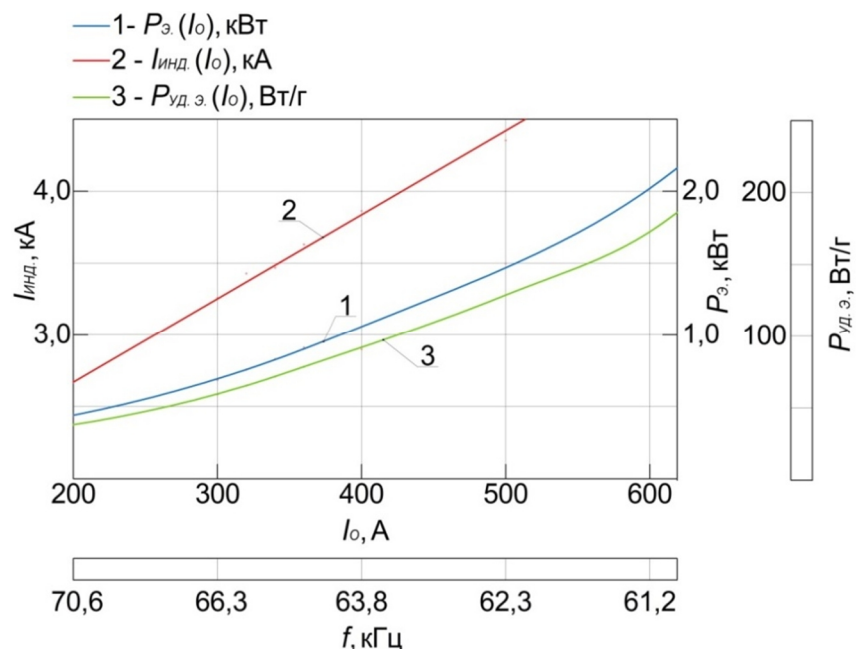


Рис. 1. Электротехнологические характеристики системы «индуктор – камера – образец»

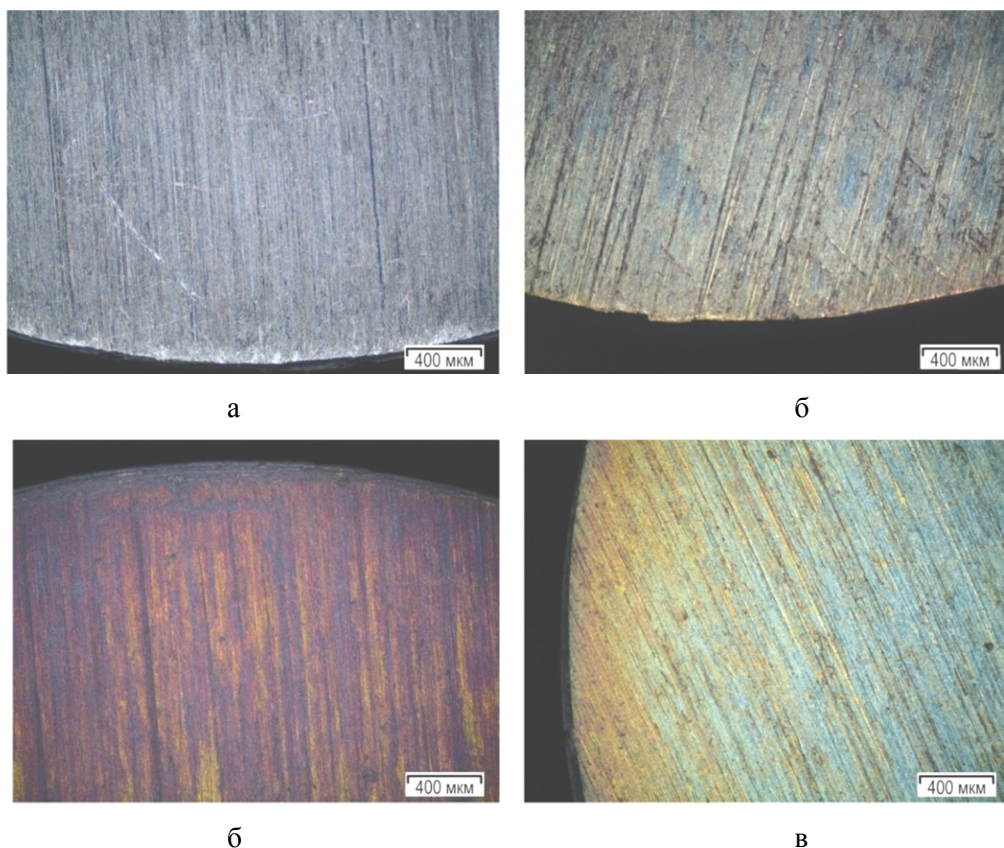


Рис. 2. Морфология поверхности образцов после индукционного азотирования при различной длительности t (увеличение $\times 50$): а – исходный образец; б – $t = 60$ с; в – $t = 300$ с; г – $t = 600$ с

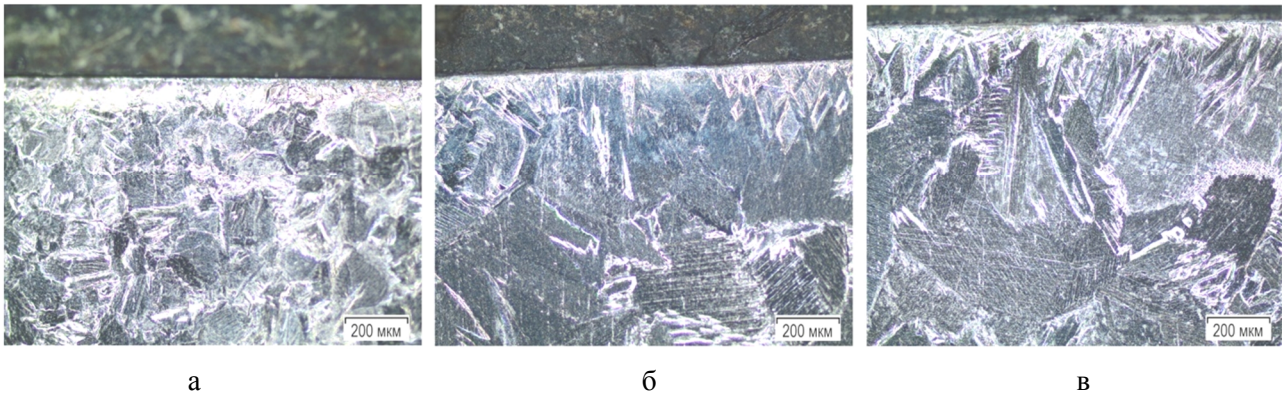


Рис. 3. Микроструктура образцов после индукционного азотирования при различной длительности t (увеличение $\times 100$): а – $t = 60$ с; б – $t = 300$ с; в – $t = 600$ с

По полученным результатам индентирования был построен график зависимости микротвердости азотированных образцов от глубины нанесения уколов (рис. 4). Измерение осуществлялось по поперечному сечению образцов на глубину около 250 мкм с шагом 10 ± 5 мкм. Максимальное значение микротвердости 1500 ± 50 HV_{0,98} (≈ 15 ГПа) получено на образце, обработанном в течение $t = 600$ с. Резкое снижение твердости происходило на участке до 30 мкм, что вероятно, подтверждает наличие упрочненного слоя, полученного в ре-

зультате индукционного азотирования. Наименьшая твердость 350-280 HV_{0,98} (3-3,5 ГПа) наблюдалась на глубине 200-250 мкм. Также участок от 50 до 150 мкм характеризовался равномерным спадом, что подтверждалось наличием диффузионного слоя и градиентного распределения микротвердости по сечению образцов.

Анализ химического состава выполнялся в областях измерения s1-s9 (рис. 5). В результате анализа в выбранных спектрах были получены числовые значения концентрации элементов.

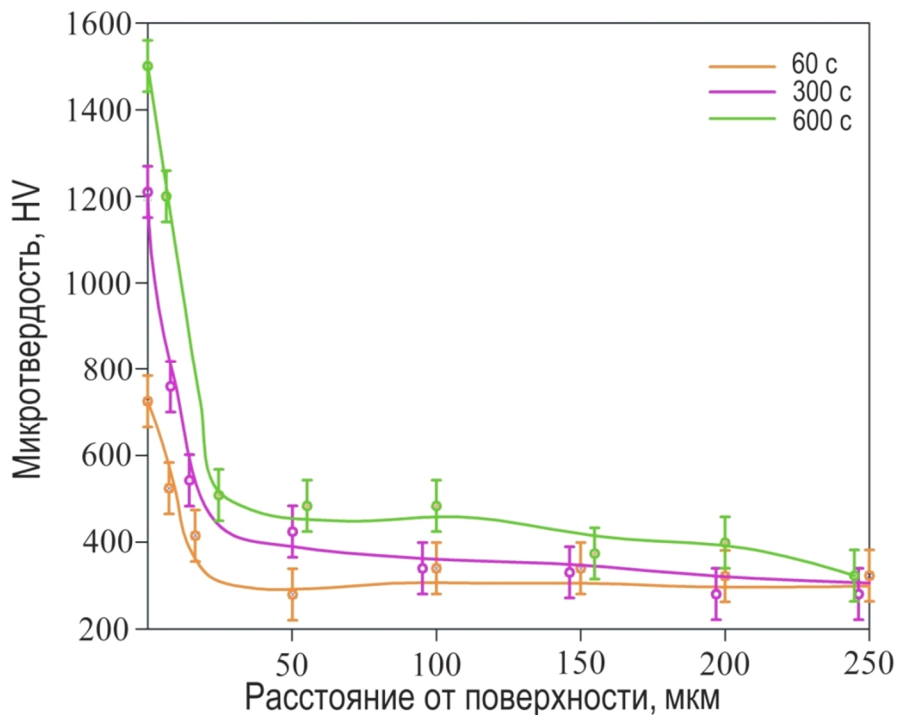


Рис. 4. График зависимости микротвердости азотированных образцов от глубины индентирования

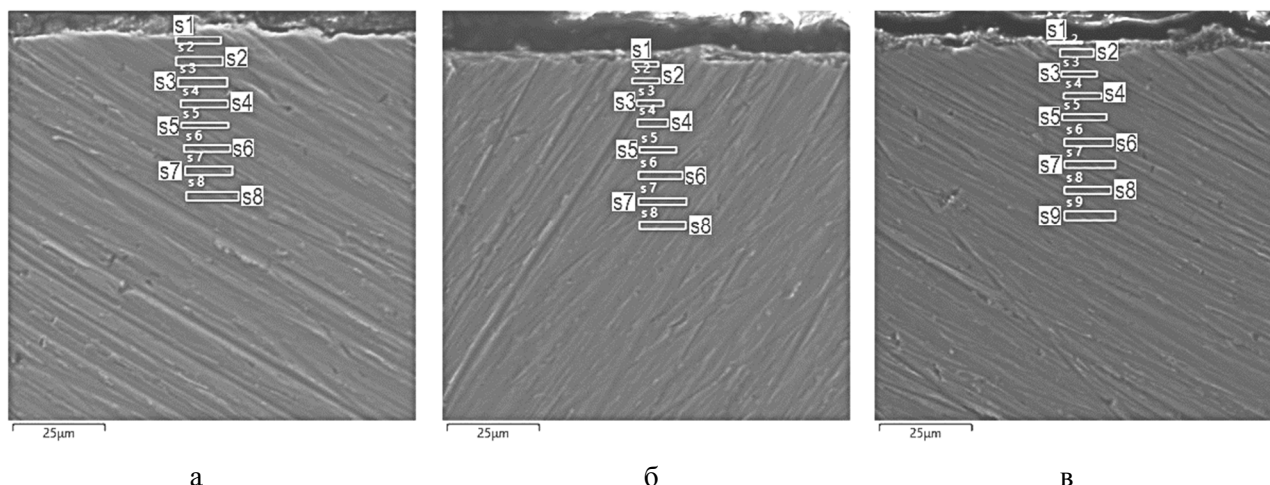


Рис. 5. Схема ЭДРФА по сечению образцов после высокотемпературного азотирования: а – $t = 60$ с; б – $t = 300$ с; в – $t = 600$ с; s1-s9 – области определения химического анализа

Исследование показало, что происходит внедрение азота с его градиентным распределением по сечению образцов (рис. 6). Содержание в приповерхностном слое (до 10 мкм) составило около 2,87-13,9 ат.%. Равномерное распределение (5,6-2,37 ат.%) наблюдалось с 10 мкм и далее по глубине

сечения образцов. Стоит отметить, что при увеличении температуры обработки титана происходило увеличение содержания азота в приповерхностном слое. Вероятно, повышение температуры процесса способствовало лучшей адсорбции и повышало скорость диффузии азота вглубь металла.

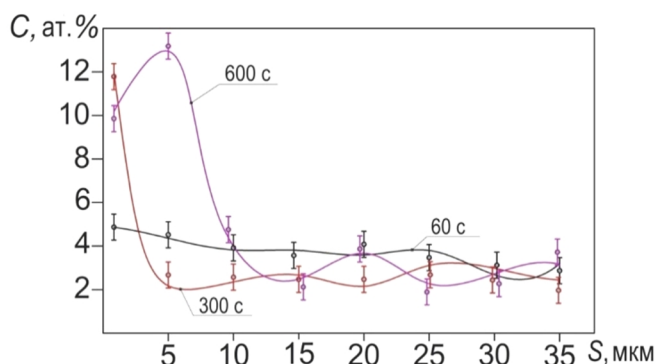


Рис. 6. График содержания азота по сечению образцов

Таким образом, в настоящей работе исследовано влияние технологических условий индукционного азотирования на состав, структуру и твердость технического титана марки BT1-00. В результате эксперимента были сделаны следующие выводы:

Использование индукционного нагрева, проводимого при силе тока на индукторе 2,9 кА и частоте 68,5 кГц, способствует интенсификации процесса азотирования в газообразной среде. Ускорение процесса объясняется спецификой образования активных атомов азота при поверхностном

нагреве обрабатываемых изделий до температуры более 800 °С. Предложенный вариант направлен на повышение физико-механических свойств и сопутное снижение затрат на процесс азотирования.

В результате высокотемпературного азотирования на поверхности обрабатываемого изделия формируется упрочненный слой, имеющий высокую твердость. На формирование упрочненного слоя оказывали влияние температура и продолжительность выдержки. Максимальная микротвердость поверхностного слоя (до 50 мкм)

достигала 1500 ± 50 HV_{0,98}. Также общая глубина полученного диффузионного слоя составила около 250 мкм при твердости 350-280 HV_{0,98}.

Индукционное азотирование способствовало насыщению поверхности титана азотом. Максимальное содержание в образцах (2,87-13,9 ат.%) выявлено до глубины 10 мкм, что подтверждалось образованием нитридного упрочненного слоя. Также бы-

ло установлено, что структура упрочненного слоя является градиентной, поскольку выявлено наличие диффузионного подслоя глубиной до 35 мкм и содержанием азота около 5,6-2,37 ат. %.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 18-79-10040, <https://rscf.ru/project/18-79-10040/>.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Microstructural and mechanical study of an induction nitrided Ti gr.5 hip prosthesis component / A. Lanzutti, A. Raffaelli, M. Magnan, L. Fedrizzi, M. Regis, E. Marin // Surface and Coatings Technology. 2019. Vol. 377. P. 124895.
2. **Hu Z.M., Dean T.A.** Aspects of forging of titanium alloys and the production of blade forms // Journal of Materials Processing Technology. 2001. Vol. 111. P. 10-19.
3. **Antunes R.A., de Oliveira M.C.L.** Corrosion fatigue of biomedical metallic alloys: Mechanisms and mitigation // Acta Biomaterialia. 2012. Vol. 8. P. 937-962.
4. Design of the stamping process of large-sized turbine blades taking into account the technological characteristics of titanium alloys / M.O. Smirnov, A.M. Zolotov, T.A. Chizhik, E.Y. Raskatov // Materials Today: Proceedings. 2020. Vol. 30. P. 700-706.
5. **Илларионов А.Г., Попов А.А.** Технологические и эксплуатационные свойства титановых сплавов: учеб. пособие. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2014. 137 с.
6. **Swaminathan V., Gilbert J.L.** Fretting corrosion of CoCrMo and Ti6Al4V interfaces // Biomaterials. 2012. Vol. 33. P. 5487-5503.
7. **Komotori J., Hisamori N., Ohmori Y.** The corrosion/wear mechanisms of Ti-6Al-4V alloy for different scratching rates // Wear. 2007. Vol. 263. P. 412-418.
8. Advanced mechanical properties / S. Zharebtsov, I.P. Semenova, H. Garbacz, M. Motyka // Nanocrystalline Titanium. 2019. P. 103-121.
9. **Andersen P. J.** Metals for Use in Medicine // Reference Module in Materials Science and Materials Engineering. 2017. Vol. 1. pp. 1-18.
10. **Dong H., Bell T.** Enhanced wear resistance of titanium surfaces by a new thermal oxidation treatment // Wear. 2000. Vol. 238. P. 131-137.
11. Inward diffusion of Al and Ti3Al compound formation in the Ti-6Al-4V alloy during high temperature gas nitriding / H. Lee, H. Kang, J. Kim et al. // Surface and Coatings Technology. 2014. Vol. 240. P. 221-225.
12. Hybrid diffusive/PVD treatments to improve the tribological resistance of Ti-6Al-4V / E. Marin, R. Offoich, A. Lanzutti et al. // Bio-Medical Materials and Engineering. 2014. Vol. 24. P. 581-592.
13. Titanium-zirconium coatings formed on the titanium implant surface by the electro-explosive method / D.A. Romanov, K.V. Sosnin, V.E. Gromov et al. // Materials Letters. 2019. Vol. 242. P. 79-82.
14. **Shchelkunov A., Egorov I., Fomin A.** Study of the hardness distribution after induction heat treatment of titanium over the surface and the cross-section // Journal of Physics: Conf. Series. 2021. Vol. 2086. P. 012208.
15. Effects of conventional heat treatment on wear resistance of AISI H13 tool steel / A. Bahrami, S.H. Mousavi Anijdan, M.A. Golozar, M. Shamanian, N. Varahram // Wear. 2005. Vol. 258 (5-6). P. 846-851.
16. Application of a novel CVD TiN coating on a biomedical Co-Cr alloy: An evaluation of coating layer and substrate characteristics / S.H. Song, B.K. Min, M.H. Hong, T.Y. Kwon // Materials. 2020. Vol. 13 (5). P. 1145.

17. **Kafizas A., Carmalt C.J., Parkin I.P.** CVD and precursor chemistry of transition metal nitrides // *Coordination Chemistry Reviews*. 2013. Vol. 257 (13-14). P. 2073-2119.
18. Morphology and Mechanical Properties of TiN Coatings Prepared with Different PVD Methods / W. Minge, M. Guojia, L. Xing, D. Chuang // *Rare Metal Materials and Engineering*. 2016. Vol. 45 (12). P. 3080-3084.
19. Nanostructured vacuum arc deposited titanium coatings / B.B. Straumal, N.F. Ver-shinin, A.A. Asrian, E. Rabkin, R. Kroeger // *Materials Physics and Mechanics*. 2002. Vol. 5 (1). P. 39-42.
20. **Aliofkhazraei M., Ali N.** PVD Technology in Fabrication of Micro- and Nanostructured Coatings // *Comprehensive Materials Processing*. 2014. Vol. 7. pp. 49-84.
21. Effects of plasma nitriding and multiple arc ion plating TiN coating on bacterial adhesion of commercial pure titanium via in vitro investigations / N. Lin, X. Huang, J. Zou et al. // *Surface and Coatings Technology*. 2012. Vol. 209. P. 212-215.
22. **Hajduga M.B., Bobinski R.** TiN, ZrN and DLC nanocoatings – a comparison of the effects on animals, in-vivo study // *Materials Science and Engineering: C*. 2019. Vol. 104. P. 109949.
23. TiN coated stainless steel bracket: Tribological, corrosion resistance, biocompatibility and mechanical performance / J. Zuo, Y. Xie, J. Zhang et al. // *Surface and Coatings Technology*. 2015. Vol. 277. P. 227-233.
24. Combined effect of TiN coating and surface texture on corrosion-wear behavior of selective laser melted CP-titanium in simulated body fluid / X. Zhao, H. Liu, S. Li et al. // *Journal of Alloys and Compounds*. 2020. Vol. 816. P. 152667.
25. Influence of nitrogen gas over microstructural, vibrational and mechanical properties of CVD titanium nitride (TiN) thin film coating / S. Das, S. Guha, R. Ghadai, A. Sharma // *Ceramics International*. 2021. Vol. 47. P. 16809-16819.
26. Повышение износостойкости титанового сплава ВТ6 катодным электролитно-плазменным азотированием / С.А. Кусманов, И.В. Тамбовский, С.С. Кораблева и др. // *Электронная обработка материалов*. 2022. № 58 (1). С. 9-14.
27. Improved tribological, electrochemical and biocompatibility properties of Ti6Al4V alloy by gas-nitriding and Ti-C:H coating / W.H. Kao, Y.L. Su, J.H. Horng et al. // *Surface and Coatings Technology*. 2015. Vol. 283. P. 70-79.
28. Diffusive thermal treatments combined with PVD coatings for tribological protection of titanium alloys / E. Marin, R. Offoiach, M. Regis et al. // *Materials and Design*. 2016. Vol. 89. P. 314-322.
29. Properties of nitrided layers formed during plasma nitriding of commercially pure Ti and Ti-6Al-4V alloy / S. Fare, N. Lecis, M. Vedani et al. // *Surface and Coatings Technology*. 2012. Vol. 206. P. 2287-2292.
30. Studies on the corrosion and wear behavior of the laser nitrided biomedical titanium and its alloys / S. Sathish, M. Geetha, N.D. Pandey et al. // *Materials Science and Engineering: C*. 2010. Vol. 30. P. 376-382.
31. Improving the surface characteristics of Ti-6Al-4V and Timetal 834 using PIRAC nitriding treatments / B. Attard, A. Leyland, A. Matthews et al. // *Surface and Coatings Technology*. 2018. Vol. 339. P. 208-223.
32. Enhancing the microstructure and properties of titanium alloys through nitriding and other surface engineering methods / A. Zhecheva, W. Sha, S. Malinov, A. Long // *Surface and Coatings Technology*. 2005. Vol. 200. P. 2192-2207.

Палканов Павел Алексеевич – аспирант кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Pavel A. Palkanov – Postgraduate, Department of Electrical Power Systems & Electrical Engineering», Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Кошуро Владимир Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры «Материаловедение и биомедицинская инженерия» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Фомин Александр Александрович – доктор технических наук, доцент, проректор по стратегическому развитию, заведующий кафедрой «Материаловедение и биомедицинская инженерия» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Vladimir A. Koshuro – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Materials Science and Biomedical Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Aleksander A. Fomin – Dr. Sci. Tech., Associate Professor, Vice-Rector for Strategic Development, Head: Department of Materials Science and Biomedical Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 11.12.22, принята к опубликованию 22.12.22

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.321

ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ И РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДРАЙВЕРА ЛАЗЕРНОЙ ОСВЕТИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

С.М. Зуев, Д.О. Варламов, Д.А. Прохоров

DESIGN SELECTION AND PARAMETER CALCULATION DRIVER MANAGEMENT SYSTEMS OF LASER LIGHT SOURCES

S.M. Zuev, D.O. Varlamov

В работе представлены данные о выборе конструкции и расчете параметров системы управления драйвера лазерной осветительной системы. Представлена схема драйвера лазерного диода и обозначены перспективы его оптимизации. Рассмотрены схемы управления лазерными диодами, схема питания и схема управления лазерным диодом. Рассмотрен принцип действия и особенности построения драйвера, использующего полупроводниковые лазеры. В статье приводится исследование применения модернизированного дросселя с заданными параметрами. Показано, что устройство работает на максимальной эффективности, заявленной производителем микросхемы-драйвера ZXLD1350.

Ключевые слова: драйвер, лазерный диод, осветительное устройство, дроссель, электрическая схема

Введение

Хорошо известно, что энергоэффективность современных лазерных осветительных устройств [1] зависит от количества выделяемого джоулева тепла входящих в его состав компонентов, таких как лазерные излучатели, драйвер, электронная пе-

The paper presents the data regarding the choice of design and principles of operation of the laser lighting system driver. A scheme of the laser diode driver is presented and prospects for its optimization are outlined. Control circuits for laser diodes, a power supply circuit, and a laser diode control circuit are considered. The operation principles and features of a driver construction using semiconductor lasers are considered. The paper presents a research into usage of a modernized throttle with specified parameters. The device operates at maximum efficiency declared by the manufacturer of the ZXLD1350 driver chip.

Keywords: driver, laser diode, lighting device, inductor, electrical circuit

риферия [2-4]. Экспериментально показано [5, 6], что имеется возможность снижения температуры устройства за счет оптимизации конструкции драйвера лазерного светильника. Одним из решений данного вопроса является использование драйвера, удовлетворяющего современным требова-

ниям по эффективности и надежности [7]. В ходе разработки лазерных устройств авторами было выявлено, что одним из таких драйверов является устройство на основе преобразователя ZXLD1350 [8]. Рассмотрим его более подробно.

Основная часть

ZXLD1350 представляет собой индуктивный понижающий преобразователь высокой эффективности (до 95% включительно), работающий в гистерезисном режиме со встроенным переключателем и резистивным датчиком тока [9]. Он работает от входного источника питания с напряжением от 7 В до 30 В [10],

управляя одним или несколькими после-

довательно подключенными светодиодами (в нашем случае лазерными диодами) с эффективным внешне регулируемым выходным током до 350 мА [11]. ZXLD1350 соответствует классу 2 AECQ100 [12], что позволяет ему работать при температуре окружающей среды от -40 до 105 °С. Выходной ток можно регулировать в соотношении 100:1, подавая на него управляющий ШИМ-сигнал [13].

Драйвер ZXLD1350 в сочетании с дросселем L1 и токоизмерительным резистором (R_S) образует автоколебательный понижающий преобразователь непрерывного режима. Схема драйвера представлена на рис. 1, а диаграммы, поясняющие его принцип работы на рис. 2.

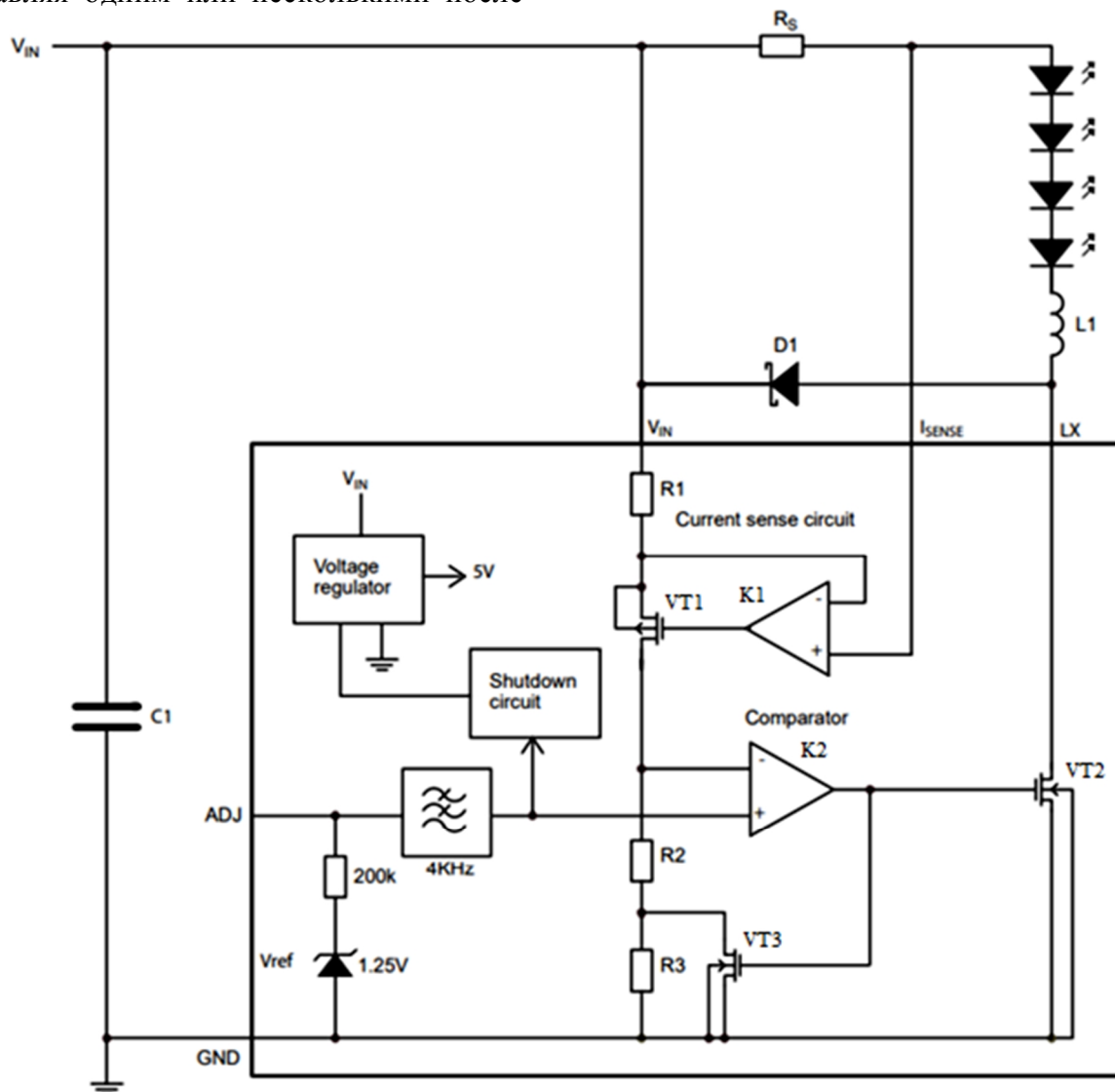


Рис. 1. Схема драйвера лазерных диодов на микросхеме ZXLD1350

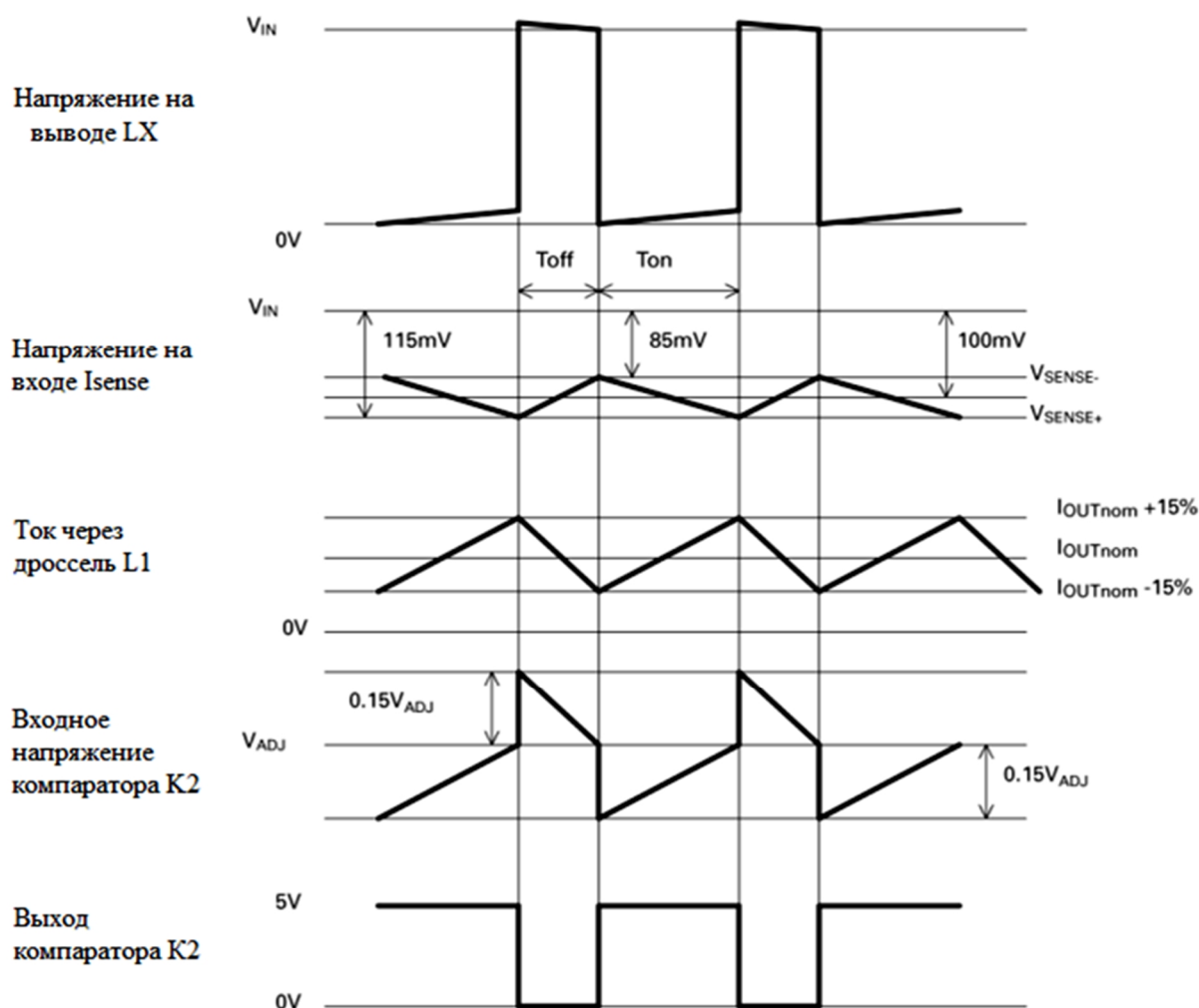


Рис. 2. Диаграммы, поясняющие принцип работы драйвера

Опишем работу драйвера ZXLD135, когда к выводу ADJ ничего не подключено. В этом случае, на него через встроенный резистор 200 кОм будет подаваться 1,25 В от источника опорного напряжения V_{ref} . Это же напряжение придет и ко входу (+) компаратора K2 через фильтр низких частот (ФНЧ 4 кГц).

В момент включения устройства (при подаче входного напряжения V_{IN}), начальный ток в L1 и R_S равен нулю, и сигнал из схемы измерения тока отсутствует. Вход (–) компаратора будет стянут к земле резисторами R2 и R3. При этом условии на (–) входе компаратора уровень напряжения будет ниже, чем на его (+) входе. Следовательно, на его выходе будет высокий потенциал. Это приведет к открытию n-канального полевого транзистора VT2 и подаче на вывод LX низкого уровня, вызы-

вая протекание тока от V_{IN} к земле через R_S , L1 и лазерные диоды. Этот ток будет возрастать со скоростью, определяемой V_{IN} и номиналом L1.

Также будет протекать ток через R1, VT1, R2 и R3. Компаратор K1 прекратит протекание тока p-канальным полевым транзистором VT1 в том случае, если напряжение на R_S превысит падение напряжения на R1. Падение напряжения на внутренних резисторах R2 и R3 приводит к повышению напряжения на входе (–) компаратора K2. Когда это значение превысит напряжение источника опорного напряжения V_{ref} , выход компаратора переключится на низкий уровень и транзистор VT2 закроется.

Выход компаратора K2 также управляет n-канальным полевым транзистором VT3, который шунтирует внутренний резистор R3 для обеспечения контролируемой вели-

чины гистерезиса. Гистерезис устанавливается резистором R3 и составляет 15% от напряжения на V_{ADJ} .

Когда транзистор VT2 выключен, ток через лазерные диоды продолжает течь, но теперь не от источника питания на землю (к выводу LX), а через диод D1 за счет энергии, накопленной в дросселе L1. Этот ток постепенно затухает, и когда напряжение на входе (–) компаратора K2 снизится до V_{ADJ} , выход компаратора снова переключится на высокий уровень. Этот цикл постоянно повторяется, при этом напряжение на входе (–) компаратора K2 изменяется в пределах $V_{ADJ} \pm 15\%$.

При $V_{ADJ} = V_{REF}$ соотношения R1, R2 и R3 определяют средний порог переключения V_{SENSE} , равный 100 мВ (измеряется на выводе I_{SENSE} относительно V_{IN}). Затем средний выходной ток I_{OUTnom} определяется этим напряжением и R_S в соответствии с формулой: $I_{OUTnom} = 100 \text{ мВ}/R_S$.

Номинальный пульсирующий ток составляет $\pm 15 \text{ мВ}/R_S$. Драйвер содержит фильтр нижних частот (фильтр третьего порядка, состоящий из трех секций, каждая с частотой среза в 4 кГц) между выводом ADJ, пороговым компаратором и внутренним токоограничивающим резистором (200 кОм) между ADJ и внутренним опорным напряжением. Это позволяет перегружать вывод ADJ постоянным или импульсным сигналами для изменения порога переключения V_{SENSE} и регулировки выходного тока.

Выход фильтра нижних частот приводит в действие схему отключения (Shutdown circuit). Когда входное напряжение в этой цепи падает ниже порогового значения (0,2 В), внутренний регулятор и выходной переключатель отключаются. Внутренний источник опорного напряжения остается включенным во время отключения, чтобы обеспечить ток смещения для цепи отключения. Ток питания в режиме покоя во время отключения составляет 15 мА, а ток утечки выключателя составляет менее 1 мА.

Номинальный средний выходной ток светодиода (светодиодов) определяется значением внешнего токоизмерительного резистора R_S , и определяется как

$$I_{OUTnom} = 0,1/R_S \text{ [для } R_S > 0,27 \text{ Ом]}. \quad (1)$$

Приведенные выше значения предполагают, что к выводу ADJ ничего не подключено и на нём номинальное напряжение 1,25 В от V_{REF} . Стоит отметить, что $R_S = 0,27 \text{ Ом}$ является минимально допустимым значением R_S для поддержания тока переключателя ниже указанного максимального значения.

Рассмотрим выбор компонентов драйвера на микросхеме ZXLD1350. Начнем с выбора входного конденсатора C1. Для развязки входного сигнала следует использовать конденсатор с низким ESR, так как ESR этого конденсатора соединяется последовательно с сопротивлением источника питания и снижает общую эффективность. Этот конденсатор должен подавать относительно высокий пиковый ток на дроссель и сглаживать пульсации тока на входном источнике питания. Минимальное значение 1 мкФ приемлемо, если источник входного сигнала находится близко к устройству, но более высокие значения улучшат производительность при более низких входных напряжениях, особенно при высоком сопротивлении источника. Этот конденсатор должен располагаться как можно ближе к микросхеме драйвера.

Рассмотрим выбор токоизмерительного резистора. Для поддержания номинального тока в 55 мА через последовательно соединенные лазерные диоды SLD3232VF, значение сопротивления R_S , в соответствии с формулой (1) выбираем равным $0,1/0,055 = 1,8 \text{ Ом}$.

Рассмотрим выбор дросселя. Рекомендуемые значения индуктивности для драйвера ZXLD1350 находятся в диапазоне от 47 мкГн до 220 мкГн.

Более высокие значения индуктивности рекомендуются при более высоких напряжениях питания, чтобы свести к минимуму ошибки из-за задержек переключения, которые приводят к увеличению пульсаций и снижению эффективности. Более высокие значения индуктивности также приводят к меньшему изменению выходного тока в диапазоне питающего напряжения. Дроссель должен быть установлен как можно ближе к микросхеме

драйвера. Выбираем дроссель LQH32MN221K23 компании Murata.

Выбранный дроссель должен иметь ток насыщения, превышающий пиковый выходной ток, и номинальный постоянный ток выше требуемого среднего выходного тока.

Значение индуктивности следует выбирать таким образом, чтобы поддерживать рабочий цикл и время включения/выключения в заданных пределах в диапазоне напряжения питания и тока нагрузки.

В качестве руководства можно использовать следующие уравнения (со ссылкой на рис. 1). Время включенного состояния внутреннего транзистора VT2:

$$t_{ON} = \frac{L \cdot \Delta I}{V_{IN} - V_{LD} - I_{avg} \cdot (R_S + r_L + R_{LX})} \quad (2)$$

Время выключенного состояния внутреннего транзистора VT2:

$$t_{OFF} = \frac{L \cdot \Delta I}{V_{LD} + V_{D1} + I_{avg} \cdot (R_S + r_L)} \quad (3)$$

Значения t_{ON} и t_{OFF} должны быть не менее 200 нс.

В формулах используются следующие значения: L – индуктивность дросселя, Гн; r_L – сопротивление дросселя, Ом; I_{avg} – требуемый средний ток через лазерный диод, А; ΔI – пульсирующий ток в дросселе, А {настроен на $0,3 I_{avg}$ }; V_{IN} – напряжение питания, В; V_{LD} – суммарное прямое падение напряжения на лазерных диодах, В; R_{LX} – сопротивление ключа в открытом состоянии от 1,5 до 2, Ом; V_{D1} – прямое напряжение выпрямительного диода VD1 при требуемом токе нагрузки (В).

Произведем расчет времени включения и выключения для следующих параметров: $L = 220$ мкГн, $r_L = 11,8$ Ом, $I_{avg} = 55$ мА, $\Delta I = 16,5$ мА, $V_{LD} = 4 \cdot 4,3 = 17,2$ В, $VD1 = 0,36$ В.

$$t_{ON} = 220 \cdot 10^{-6} \cdot 16,5 \cdot 10^{-3} / (24 - 17,2 - 55 \cdot 10^{-3} \cdot (1,8 + 11,8 + 2)) = 611 \text{ нс.}$$

$$t_{OFF} = 220 \cdot 10^{-6} \cdot 16,5 \cdot 10^{-3} / (17,2 + 0,36 + 55 \cdot 10^{-3} \cdot (1,8 + 11,8)) = 200 \text{ нс.}$$

Это обеспечивает частоту в 1,23 МГц ($f = 1/(t_{ON} + t_{OFF})$) и коэффициент заполнения (5) равный 0,75.

Стоит отметить, что на практике рабочий цикл и рабочая частота будут отклоняться от расчетных значений из-за динамических задержек переключения, времени включения/выключения и потерь во внешних компонентах.

Рассмотрим выбор диода VD1. Для получения максимальной эффективности и производительности, диод VD1 должен быть быстродействующим диодом Шоттки с низкой емкостью и низким обратным током утечки при максимальном рабочем напряжении и температуре. Рекомендуемый для этой цели диод – ZLLS1000. Он обеспечивает примерно в десять раз меньший ток утечки, чем стандартные диоды Шоттки, которые непригодны для использования при температуре выше 85 °С. Он также обеспечивает более высокую эффективность, чем кремниевые диоды, благодаря сочетанию более низкого прямого напряжения и меньшего времени восстановления.

Если используются альтернативные диоды, то их номинальный пиковый ток должен быть выше пикового тока дросселя и номинальным постоянным током выше максимального выходного тока нагрузки. Очень важно учитывать обратный ток утечки диода при работе в температуре выше 85 °С. Избыточный ток утечки приведет к увеличению рассеиваемой мощности в устройстве.

При использовании обычных кремниевых диодов, более высокое прямое напряжение из-за более высокого обратного времени восстановления увеличит пиковое напряжение на выходе LX. В этом случае следует позаботиться о том, чтобы общее напряжение, появляющееся на выводе LX, включая пульсации питания, не превышало заданного максимального значения.

Рассмотрим выбор дополнительного выходного конденсатора C2. Пульсации тока через лазерные диоды могут быть уменьшены, при необходимости, путем шунтирования лазерных диодов выходным

конденсатором. В разработанном драйвере не используется.

Значение $C2$ в 1 мкФ уменьшит номинальный ток пульсации приблизительно в три раза. Пропорционально меньшие пульсации могут быть достигнуты при более высоких значениях емкости конденсатора. Стоит отметить, что конденсатор не повлияет на рабочую частоту или эффективность, но увеличит задержку запуска драйвера за счет снижения скорости нарастания напряжения на лазерных диодах.

Управление яркостью лазерного диода осуществляется через вход ADJ микросхемы ZXLD1350. ZXLD1350 имеет регулировочный вход ADJ, который можно использовать для регулировки яркости лазерного диода, управляя его током. Рассмотрим пример управления устройством с выхода открытого стока микроконтроллера. Дополнительный внешний диод и резистор подавляют возможные высокоамплитудные отрицательные всплески на входе ADJ, возникающие по причине наличия емкости сток-исток полевого транзистора микроконтроллера. Следует избегать отрицательных скачков напряжения на входе устройства, так как они могут привести к ошибкам при управлении выходным током и неправильной работе устройства.

Следует обратить внимание, что управление логическим сигналом с уровнями Лог.0 – 0В/Лог.1 – 5 В может привести к повреждению устройства, так как оно превышает номинальное напряжение на выводе ADJ. Выход микроконтроллера должен работать как «открытый коллектор».

ШИМ-диммирование (управление яркостью) можно дополнительно разделить на высокочастотное и низкочастотное ШИМ-затемнение и то, как устройство реагирует на них.

Рассмотрим низкочастотный режим ШИМ. Когда на вход ADJ микросхемы ZXLD1350 подаются управляющие низкочастотные ШИМ-сигналы (например, 100 Гц. Меньшую частоту использовать не рекомендуется, чтобы избежать видимого мерцания) с выхода микроконтроллера (выход работает как «открытый коллектор»), то уровень напряжения на ADJ и выходе внутреннего фильтра нижних частот будет изменяться между высоким уровнем напряжения V_{ADJ} и низким – 0В. В результате этого, вход в цепь отключения опускается ниже порога отключения (200 мВ), когда на выводе ADJ низкий уровень. Это приводит к включению и выключению выходного тока на частоте ШИМ, в результате чего средний выходной ток I_{OUTavg} будет пропорционален рабочему циклу ШИМ (см. рис. 3 – низкочастотные рабочие сигналы ШИМ).

Среднее значение выходного тока определяется по формуле:

$$I_{OUT} \approx \frac{0,1 \cdot D_{PWM}}{R_S}, \quad (4)$$

где

$$D_{PWM} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}. \quad (5)$$

Значение коэффициента заполнения (рабочего цикла) может изменяться в пределах от 0 до 1.

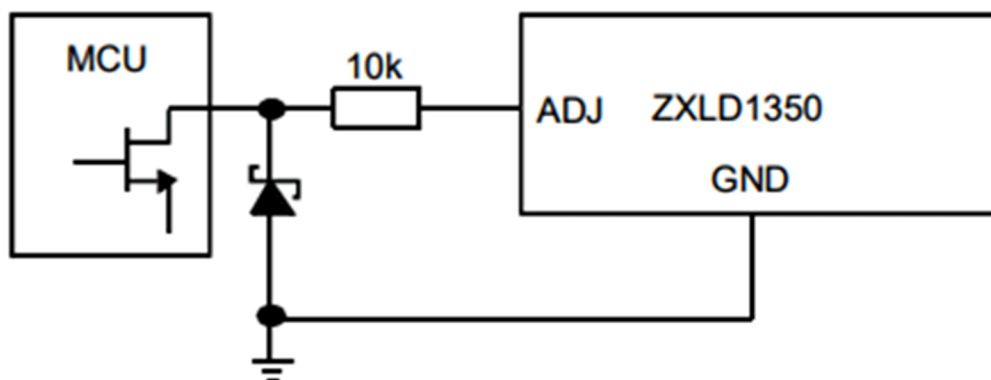


Рис. 3. Схема управления яркостью лазерных диодов от микроконтроллера

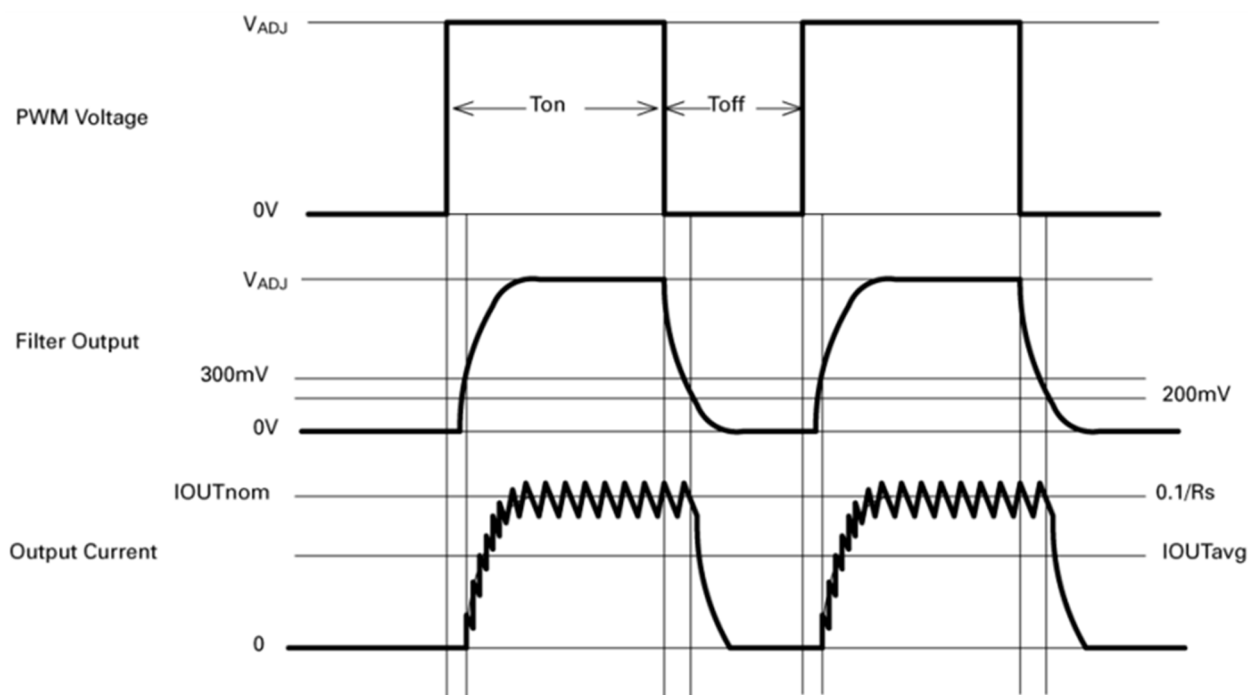


Рис. 4. Осциллограммы низкочастотного режима ШИМ

Этот режим предпочтительнее, если требуется оптимальная яркость лазерного диода. Это также обеспечивает максимально широкий диапазон управления яркостью (приблизительно 100:1) и более высокую эффективность за счет большей пульсации выходного сигнала.

Стоит отметить, что фильтр нижних частот вносит небольшую погрешность в рабочий цикл выходного сигнала из-за разницы между временем запуска и выключения. Эта разница во времени является результатом порога отключения 200 мВ и времени нарастания и спада на выходе фильтра. Чтобы свести к минимуму эту ошибку, частота ШИМ должна быть как можно ниже, во избежание мерцания лазерного диода.

Рассмотрим высокочастотный режим ШИМ. При частотах ШИМ выше 10 кГц и коэффициентом заполнения выше 0,16 выходной сигнал внутреннего фильтра нижних частот будет содержать компонент постоянного тока, который будет превышать порог отключения. Это позволит поддерживать непрерывную работу устройства, а номинальный средний выходной ток будет пропорционален среднему напряжению на выходе фильтра, которое прямо пропорционально коэффициенту заполнения.

Среднее значение выходного тока также будет определяться по формуле (4), только значение D_{PWM} имеет смысл изменять в пределах от 0.16 до 1 (см. рис. 5 – Высокочастотные рабочие сигналы ШИМ). Для достижения наилучших результатов частоту ШИМ следует поддерживать выше минимально заданного значения 10 кГц, чтобы свести к минимуму пульсации на выходе фильтра. Компаратор отключения имеет гистерезис примерно 50 мВ, чтобы свести к минимуму неустойчивое переключение из-за этой пульсации. Рекомендуется использовать верхний предел частоты ШИМ примерно в одну десятую от рабочей частоты, чтобы избежать чрезмерной модуляции выходного сигнала и избежать введения чрезмерного шума во внутренний эталонный сигнал.

Этот режим обеспечит минимальную пульсацию выходного сигнала и уменьшенное излучение, но с уменьшенным диапазоном регулировки яркости (приблизительно 5:1).

Ограниченный диапазон регулировки яркости является результатом отключения устройства, когда составляющая постоянного тока на выходе фильтра падает ниже 200 мВ.

В результате экспериментальных исследований лазерного светильника, были сняты

осциллограммы входного и выходного тока для одного из драйверов, а также входного и выходного напряжения всего светильника.

Определим КПД драйвера лазерного светильника используя осциллограммы работы драйвера лазерных диодов (рис. 6).

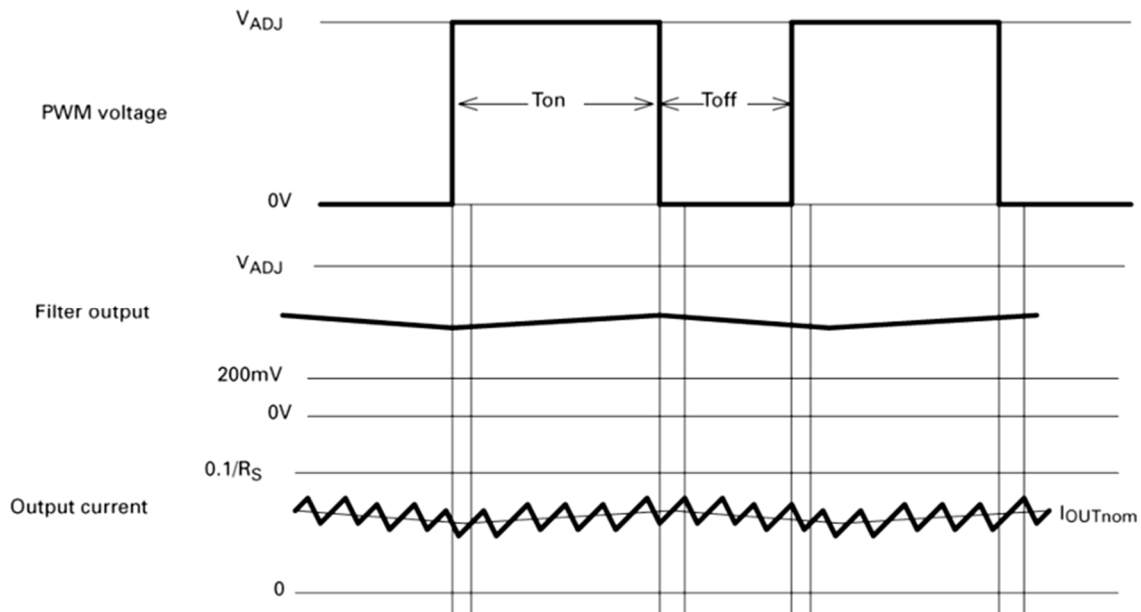
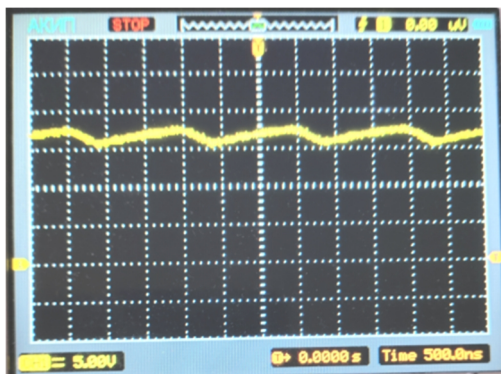
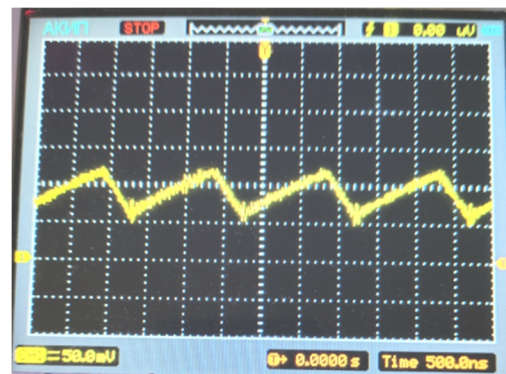


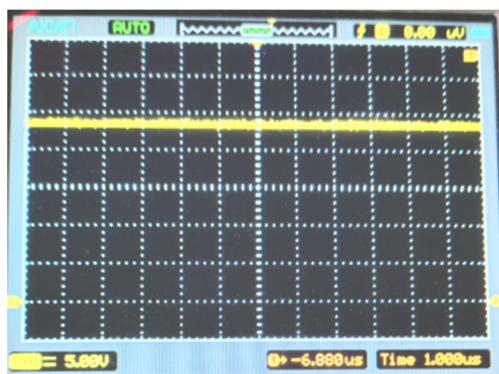
Рис. 5. Осциллограммы высокочастотного режима ШИМ



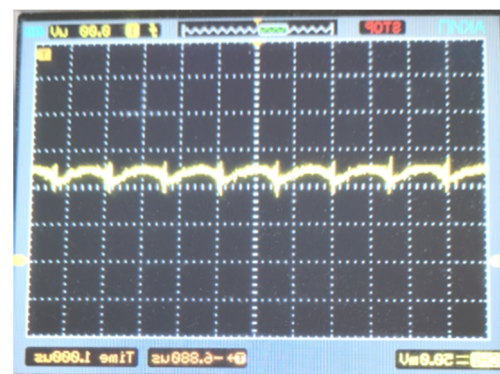
а



б



в



г

Рис. 6. Осциллограммы работы драйвера лазерных диодов. Здесь: а – напряжение на измерительном резисторе одного из трех драйверов; б – напряжение на четырех последовательно соединенных лазерных диодах; в – входной ток лазерного светильника; г – напряжение на входе лазерного светильника

Среднее значение напряжения на измерительном резисторе R_S номиналом 1,8 Ом составило 92 мВ (рис. 6 а), следовательно, среднее значение тока будет иметь значение 51,1 мА. Среднее значение напряжения на 4-х последовательно соединенных лазерных диодах (рис. 6 б) составило 17,2 В. Средняя мощность, потребляемая четырьмя лазерными диодами составляет: $P_{вых} = I_{д0} \cdot U_{4д0} = 51,1 \cdot 10^{-3} \cdot 17,2 = 0,879$ Вт. Среднее значение входного тока определяется по напряжению на добавленном на входе в схему резисторе номиналом 1 Ом и составляет $115 \text{ мВ} / 1 \text{ Ом} = 115 \text{ мА}$ (рис. 6 в). Поскольку среднее значение входного напряжения составляет 24 В (рис. 6 г), то электрическая мощность, потребляемая одним из трех драйверов будет составлять $P_{вх} = I_{вх} \cdot U_{3д0} / 3 = 115 \cdot 10^{-3} \cdot 24 / 3 = 0,92$ Вт.

Определим КПД разработанного лазерного драйвера:

$$P_{вых} / P_{вх} \cdot 100\% = 0,879 / 0,92 = 95,5\%.$$

Заново произведем расчет времени включения и выключения только при значении пульсаций $\Delta I = 0,6 \cdot I_{avg} = 0,6 \cdot 55 = 33$ мА и измеренном значении тока 51,1 мА:

$$t_{ON} = 220 \cdot 10^{-6} \cdot 33 \cdot 10^{-3} / (24 - 17,2 - 51,1 \cdot 10^{-3} \cdot (1,8 + 11,8 + 2)) = 1,209 \text{ мкс.}$$

$$t_{OFF} = 220 \cdot 10^{-6} \cdot 33 \cdot 10^{-3} /$$

$$(17,2 + 0,36 + 51,1 \cdot 10^{-3} \cdot (1,8 + 11,8)) = 398 \text{ нс.}$$

Это обеспечивает частоту в 622 кГц (что значительно ближе к экспериментальному значению).

Заключение

Таким образом, устройство работает на максимальной эффективности, заявленной производителем микросхемы-драйвера ZXLD1350. Измеренная частота выходного тока составляет 660 Гц, что в два раза меньше расчетной. Имеют место более высокие по амплитуде пульсации тока в дросселе – 60 % вместо 30 % и меньшая частота данных пульсаций. Полученное усредненное значение мощности для лазерного диода равно 0,23 Вт позволяет сделать вывод о соответствии конструкции драйвера лазерному диоду SLD 3232 VF, используемому в конструкции лазерного осветительного устройства, что повысит надежность и срок службы. Предложенная конструкция драйвера лазерного осветительного устройства обладает высоким КПД = 95,5%, что позволяет применять ее в различных энергоэффективных лазерных осветительных устройствах.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00079, <https://rscf.ru/project/23-29-00079/>

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Analyses of multi-color plant-growth light sources in achieving maximum photosynthesis efficiencies with enhanced color qualities / T. Wu, Y. Lin, L. Zheng et al. // Opt. express 26. 2018. P. 4135-4147.
2. Патент РФ № 197045 от 26.03.2020 г. Светопередающий модуль системы беспроводной связи по технологии VLC / Скворцов А.А., Зуев С.М.
3. Wierer J.J., Tsao J.Y., Sizov D.S. Comparison between blue lasers and light-emitting diodes for future solid-state lighting / Laser and Photonics Reviews. 2013. № 7 (6). P. 963-993. DOI: 10.1002/lpor.201300048.
4. Патент РФ № 167485 от 10.01.2017 г. Лазерная лампа освещения / Хортов В.П., Скворцов А.А., Зуев С.М.
5. Color Conversion Materials for High-Brightness Laser-Driven Solid-State Lighting / S. Li, L. Wang, N. Hirosaki, R.-J. Xie // Laser and Photonics Reviews. 2018. № 12 (12). DOI: 10.1002/lpor.201800173.
6. Патент РФ № 184953 от 15.11.2018 г. Лазерное осветительное устройство / Хортов В.П., Скворцов А.А., Зуев С.М.
7. High luminous flux from single crystal phosphor-converted laser-based white lighting system / M. Cantore, N. Pfaff, R.M. Farrell

et al. // Optics express. 2016. № 24 (2). P. A215-A221. DOI: 10.1364/OE.24.00A215.

8. Патент РФ № 167452 от 10.01.2017 г. Конусный светоизлучающий модуль для светотехнического устройства / Хортов В.П., Скворцов А.А., Зуев С.М.

9. Unique Color Converter Architecture Enabling Phosphor-in-Glass (PiG) Films Suitable for High-Power and High-Luminance Laser-Driven White Lighting / P. Zheng, S. Li, L. Wang et al. // ACS Applied Materials and Interfaces. 2018. № 10 (17). P. 14930-14940. DOI: 10.1021/acsami.8b03168.

10. Электрооборудование и электроника автомобилей: краткий толковый русско-английский терминологический словарь / С.М. Зуев, Д.О. Варламов, А.А. Лавриков и др.; под общ. ред. канд. физ.-мат. наук С.М. Зуева. Москва: ИНФРА-М, 2021. С. 200.

11. Zuev S.M., Varlamov D.O., Kuksa V.V. Analysis of the Characteristics of a Laser Lighting Device // Instruments and experimental techniques. 2021. № 64 (6). С. 834-839.

12. Xie R.-J. Design of phosphors and color converters for laser-driven solid-state lighting // Proceedings of the international display workshops. 27. 2021. P. 337-339.

13. <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ZXLD1350.pdf>.

14. Bahanshal S., Alwazani H., Majid M.A. Design of RGB Laser Diode Drivers for Smart Lighting and Li-Fi using

MATLAB GUI. // IEEE International Conference on Electrical, Control and Instrumentation Engineering. 2019. P. 1-4.

15. Process technology and integration of an LED driver using chip-embedding technology / A. Munding, M. Gruber, D. Pressel et al. // 7th Electronic system-integration technology conference, ESTC 2018 – Proceedings. 2018. P. 1-4.

16. A smart lighting system for visual comfort and energy savings in industrial and domestic use / G. Cimini, A. Freddi, G. Ippoliti et al. // Electric power components and systems. 20015. № 43 (15). P. 1696-1706. DOI: 10.1080/15325008.2015.1057777.

17. New paradigm of multi-chip white LEDs: Combination of an InGaN blue LED and full down-converted phosphor-converted LEDs / J. Hye Oh, J. Rok Oh, H. Keun Park et al. // Optics Express. 2011. № 19 (103). P. A270-A279. DOI: 10.1364/OE.19.00A270.

18. Zukauskas A., Vaicekauskas R., Shur M. Solid-state lamps with optimized color saturation ability // Optics express. 2010. № 18 (3). P. 2287-2295. DOI: 10.1364/OE.18.002287.

19. Humphreys C.J. Solid-state lighting // MRS Bulletin. 2008. № 33 (4). P. 459-470. DOI: 10.1557/mrs2008.91.

20. Schubert E.F., Kim J.K. Solid-state light sources getting smart // Science. 2005. № 308 (5726). P. 1274-1278. DOI: 10.1126/science.1108712.

Зуев Сергей Михайлович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Оптико-электронные приборы и системы» МИРЭА – Российский технологический университет, Москва

Варламов Дмитрий Олегович – старший преподаватель кафедры «Электрооборудование и промышленная электроника» Московского политехнического университета, Москва

Прохоров Дмитрий Андреевич – аспирант кафедры «Оптико-электронные приборы и системы» МИРЭА – Российский технологический университет, Москва

Sergei M. Zuev – PhD (Physics and Mathematics), Associate Professor, Department of Optoelectronic Devices and Systems, MIREA-Russian Technological University, Moscow

Dmitry O. Varlamov – Senior Lecturer, Department of Electrical Equipment and Industrial Electronics, Moscow Polytechnic University, Moscow

Dmitry A. Prokhorov – Postgraduate student, Department of Optoelectronic Devices and Systems, MIREA-Russian Technological University, Moscow

Статья поступила в редакцию 03.11.22, принята к опубликованию 21.11.22

УДК 621.314.1

ПОВЫШАЮЩИЙ ДВУХКАСКАДНЫЙ РЕГУЛЯТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНЫХ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Н.В. Нурлатов

STEP-UP TWO-STAGE DC VOLTAGE REGULATOR BASED ON RESONANT STRUCTURES WITH SWITCHABLE CAPACITORS

N.V. Nurlatov

В статье предлагается повышающий преобразователь постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Проведены анализ электрических процессов в схеме, расчет параметров элементов. Разработана компьютерная модель регулятора, получены энергетические характеристики. Показан макетный образец первого каскада регулятора. Проведен сравнительный анализ исследуемого преобразователя с промышленным образцом по показателям габаритов и КПД. Входное напряжение регулятора 12 В, выходное напряжение 46 В, мощность 100 Вт.

Ключевые слова: силовая электроника, регулятор постоянного напряжения, мягкая коммутация, резонансный преобразователь, переключаемые конденсаторы, компьютерное моделирование, многослойный керамический конденсатор, MOSFET-транзистор, диод Шоттки

Введение

В автономных устройствах первичным источником электрической энергии может являться аккумуляторная батарея, солнечная панель или термоэлектрический генератор. Для электропитания автономных устройств требуются более высокие уровни напряжения, которые формируются с помощью полупроводниковых преобразователей. Такие преобразователи должны иметь высокий КПД, малые массу и габариты, невысокую стоимость, должны быть

The article proposes a DC voltage boost converter based on resonant structures with switched capacitors. Analysis of electrical processes in the circuit, calculation of the parameters of the elements was carried out. A computer model of the regulator has been developed and energy characteristics have been obtained. A prototype of the first stage of the regulator is shown. A comparative analysis of the studied converter with an industrial sample was carried out in terms of its dimensions and efficiency. The regulator input voltage is 12 V, the output voltage is 46 V, and the power is 100 W.

Keywords: power electronics, DC voltage regulator, soft switching, resonant converter, switchable capacitors, computer simulation, multilayer ceramic capacitor, MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor) transistor, Schottky diode

энергоэффективными и надежными, обеспечивать стабилизацию выходного напряжения при изменении величины входного. Широкое распространение получили непосредственные преобразователи постоянного напряжения, например, повышающий преобразователь постоянного напряжения (рис. 1).

Другим решением при низком входном напряжении является построение преобразователя с высокочастотным трансформатором (рис. 2).

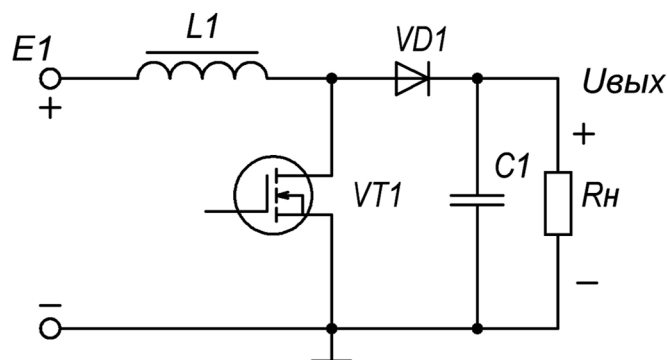


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя постоянного напряжения

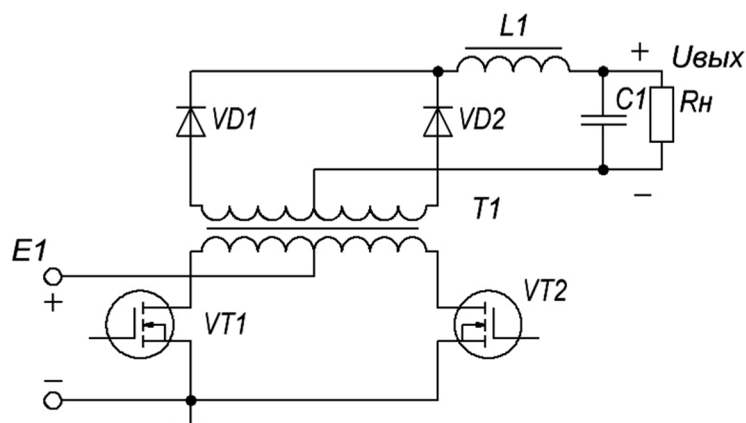


Рис. 2. Схема преобразователя с отводом от средней точки трансформатора

Главным препятствием на пути миниатюризации приведенных схем является наличие громоздкого дросселя и импульсного трансформатора. Значительно снизить габариты дросселя, трансформатора и выходного фильтра можно увеличением частоты коммутации ключей. Однако, возникают проблемы возрастания дополнительных динамических потерь мощности в транзисторах и улучшения отвода тепла. Более сложный режим работы возникает при минимальном входном напряжении и максимальной выходной мощности в нагрузке. Тогда токи, протекающие через транзисторы, обмотку дросселя и первичную обмотку трансформатора максимальны. Создание высокочастотного трансформатора или дросселя для работы при токах 5 А и выше в малогабаритном исполнении связано с некоторыми трудностями. Необходимо минимизировать потоки рассеяния трансформатора, уменьшать межвитковую емкость, применять провод типа литцендрат для уменьшения активного сопротивления

провода на высокой частоте, принимать меры по снижению излучаемых в пространство помех, плотно уложить провод значительного сечения в имеющееся окно сердечника, обеспечить эффективный отвод тепла от обмоток.

Более перспективным шагом в направлении уменьшения габаритов преобразователя является применение в качестве элемента для накопления и передачи энергии в нагрузку высокотехнологичных многослойных керамических конденсаторов. Принцип преобразования энергии заключается в периодическом заряде конденсаторов от входного источника напряжения и последовательном разряде на нагрузку. Таким образом, коммутируя заряженные конденсаторы последовательно можно получить выходное напряжение, больше, чем входное.

Наличие дросселя в цепи заряда конденсатора позволяет осуществлять режим мягкой коммутации силовых полупроводниковых ключей. При частоте коммутации, равной резонансной частоте образованного по-

следовательного колебательного контура, ток в цепи изменяется по синусоидальному закону. Включение зарядных и разрядных транзисторов в моменты времени, когда ток в колебательном контуре достигает нулевого значения, приводит к снижению динамических потерь мощности в полупроводниковых ключах.

Как показал анализ преобразователей, принцип работы которых основан на переключении конденсаторов [1, 4, 5], исследователям удастся показать высокую эффективность и удельную мощность подобных схем. На основе переключаемых конденсаторов возможно построение как повышающих, так и понижающих преобразователей. Также вызывает интерес высокий коэффициент полезного действия преобразователя [2] и резонансный режим при коммутации силовых ключей. В случае, когда источником первичной энергии является термоэлектрический генератор [3], входное напряжение преобразователя может меняться в широких пределах, что приводит к снижению эффективности при малом входном напряжении. Применение преобразователя с импульсным трансформатором дает возможность обеспечить высокий коэффициент преобразования, но трудность заключается в проектировании трансформатора с малым потоком рассеяния, а также в возрастании объема, массы и стоимости устройства по сравнению с конденсаторным преобразователем.

Предлагаемый в статье регулируемый преобразователь состоит из двух каскадов: повышающего преобразователя на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами и понижающего регулятора. Комбинация двух преобразователей даст положительный эффект. Ключи первого каскада работают при низком входном напряжении и больших токах, а режим мягкой коммутации позволяет снизить динамические потери мощности в ключах. Второй каскад предназначен для регулирования выходного напряжения. Осуществляется плавная регулировка выходного напряжения, регулирующий транзистор работает при токе нагрузки, который в несколько раз меньше входного тока, потребляемого от источника напряжения E_1 .

Теоретические данные

1. Исследуемый регулятор

На рис. 3 показана принципиальная электрическая схема повышающего регулятора постоянного напряжения. Первый каскад состоит из трех силовых резонансных цепочек. Регулировка напряжения в этом каскаде ступенчатая, дискретное регулирование осуществляется путем подключения соответствующего числа силовых цепочек.

Максимальный коэффициент преобразования первого каскада равен четырем при $N = 3$: $K_n = (N + 1)$, где N – число резонансных цепочек.

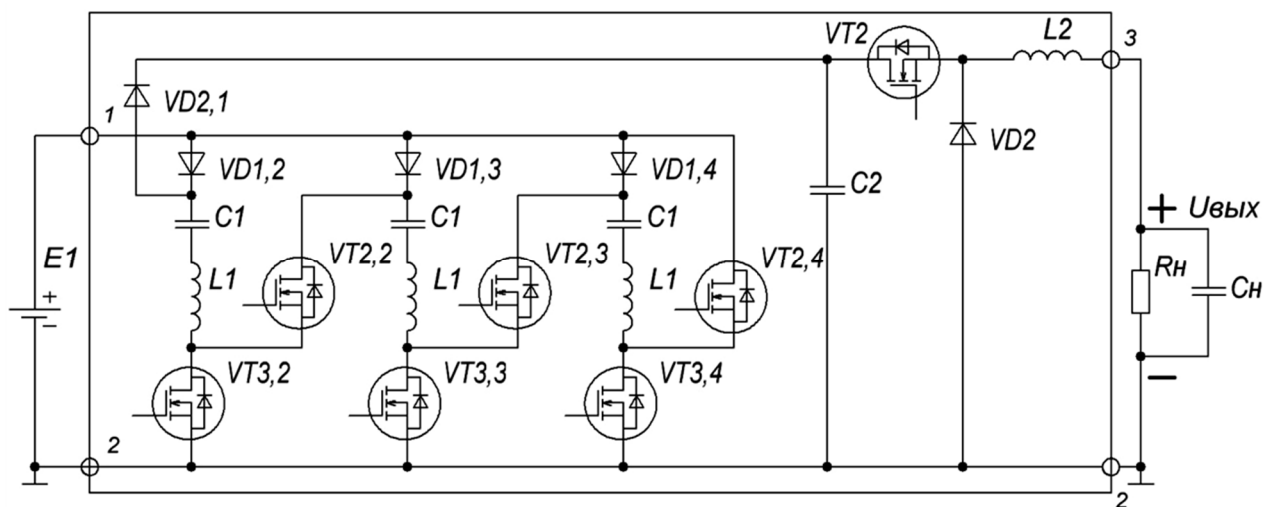


Рис. 3. Схема повышающего регулятора постоянного напряжения

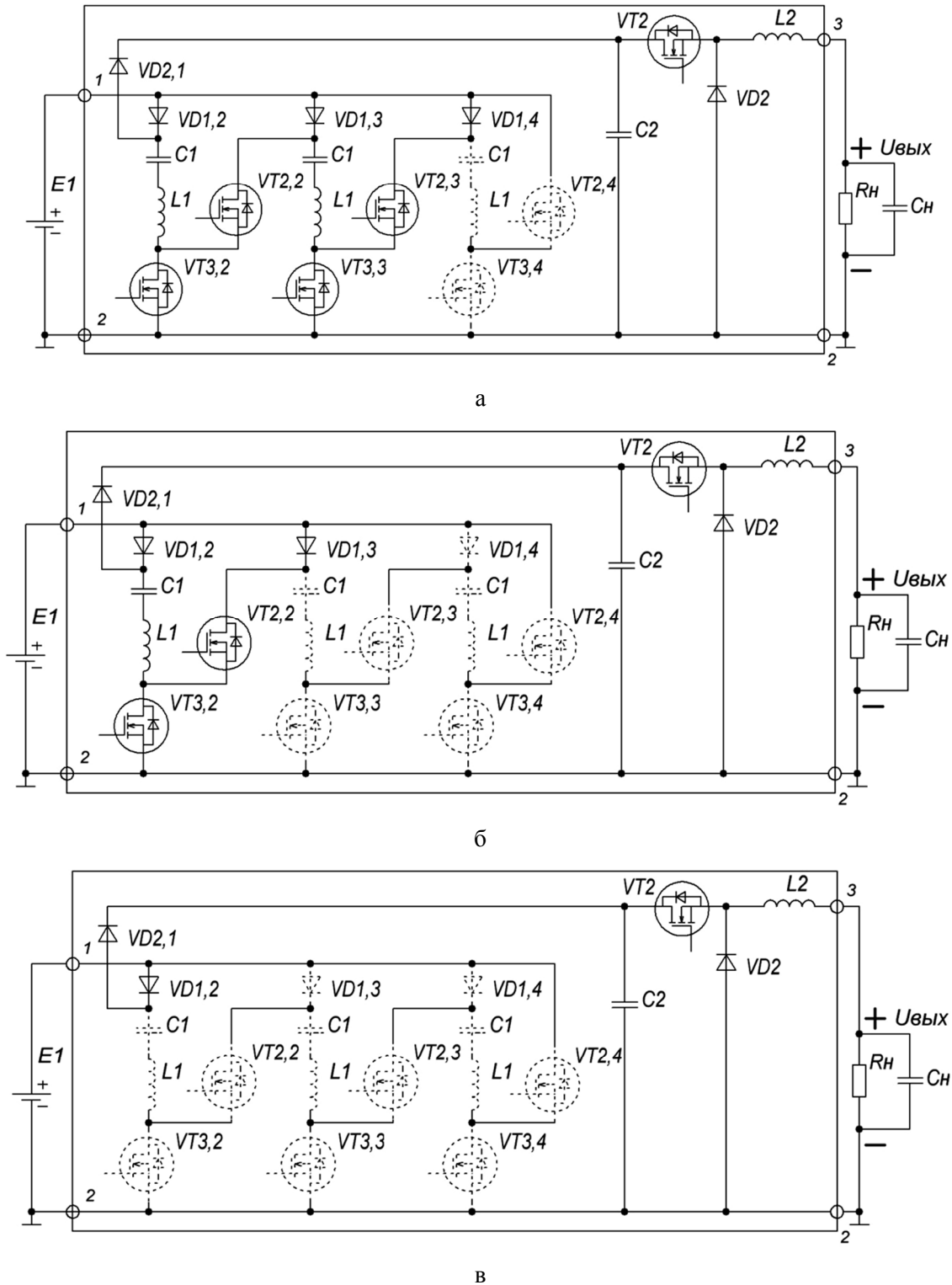


Рис. 4. Схема повышающего регулятора в режиме $Kn = 3$ (а), в режиме $Kn = 2$ (б), в режиме $Kn = 1$ (в)

На рис. 4 а показана схема повышающего регулятора в режиме, когда коэффициент преобразования первого каскада $Kn = 3$. Для осуществления данного режима достаточно снять управляющие импульсы с транзисторов VT2.4 и VT3.4. При этом

третья LC-цепочка не участвует в процессе преобразования энергии. Пунктирными линиями на рис. 4 отмечены элементы, не участвующие в работе при рассматриваемом режиме. На рис. 4 б и 4 в показаны схемы для режимов работы при $Kn = 2$

и $K_n = 1$ соответственно. Таким образом, первый каскад формирует дискретные уровни напряжения величиной $K_{n1} = E_1$, $K_{n2} = 2 \cdot E_1$, $K_{n3} = 3 \cdot E_1$, $K_{n4} = 4 \cdot E_1$, где E_1 – величина входного источника напряжения.

2. Принцип работы

Исследуемый преобразователь (рис. 3) состоит из трех резонансных цепочек, каждая из которых представляет собой последовательный колебательный контур, состоящий из конденсатора C_1 , реактора L_1 , а также зарядных ключей. Управление зарядными и разрядными ключами осуществляется прямоугольными импульсами с частотой коммутации f_{k1} и длительностью

импульса $\tau_u = \frac{1}{2 \cdot f_{k1}}$. В начальный момент

времени открываются зарядные ключи VT3.2, VT3.3, VT3.4 и через диоды VD1.2, VD1.3, VD1.4 происходит резонансный заряд конденсаторов C_1 до напряжения E_1 . Во второй момент времени зарядные ключи закрываются и открываются разрядные ключи VT2.2, VT2.3, VT2.4. При этом напряжение на трех конденсаторах C_1 суммируется с напряжением входного источника E_1 и это напряжение через диод VD2.1 поступает на вход второго каскада регуля-

тора. Ток через зарядные ключи имеет кусочно-синусоидальную форму и транзисторы переключаются в моменты времени, когда токи через них равны нулю [6]. При открывании транзистора VT2 энергия запасается в дросселе L_2 и поступает в нагрузку, диод VD2 закрыт. Когда транзистор VT2 закрывается, возникающая электродвижущая сила на дросселе приводит к открытию диода VD2. При этом электромагнитная энергия, накопленная в дросселе, передается в нагрузку. Конденсатор C_n предназначен для сглаживания пульсации напряжения на нагрузке, обусловленной пульсацией тока в дросселе.

3. Расчет параметров элементов

Параметры элементов преобразователя приведены в табл. 1. Величины емкости конденсатора и индуктивности дросселя первого каскада рассчитываются по формулам:

$$C_1 = \frac{P_2}{f_{k1} \cdot \delta_{c1} \cdot E_1^2 \cdot (N+1)}; \quad (1)$$

$$L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - (2 \cdot \pi \cdot f_{k1} \cdot C_1 \cdot R_1)^2}}{8 \cdot \pi^2 \cdot f_{k1}^2 \cdot C_1}.$$

Таблица 1. Параметры регулятора

Обозначение	Название величины	Значение
E_1	Входное напряжение	12 В
P_2	Мощность в нагрузке	100 Вт
f_{k1}	Частота коммутации первого каскада	400 кГц
f_{k2}	Частота коммутации второго каскада	100 кГц
N	Число резонансных цепочек	3
δ_{c1}	Пульсация напряжения на конденсаторе	10%
C_1	Емкость конденсатора	4,34 мкФ
R_1	Сопротивление потерь контура	0,004 Ом
L_1	Индуктивность дросселя	36 нГн
C_2	Емкость сглаживающего конденсатора	47 мкФ
L_2	Индуктивность дросселя	44 мкГн
R_n	Сопротивление нагрузки	21 Ом
C_n	Емкость конденсатора выходного фильтра	60 мкФ

Результаты исследования

Для исследования электрических процессов в схеме разработана модель преобразователя в программе PSIM. На рис. 5 показаны осциллограммы формы токов зарядного и разрядного ключей VT3.2, VT2.2 при выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 45,09 \text{ В}$ и мощности в нагрузке $P_2 = 96,81 \text{ Вт}$. Форма тока представляет собой кусочно-синусоидальную функцию, транзисторы работают в режиме мягкой коммутации.

Зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от величины $\gamma = \frac{t_u}{T_2}$ показана на рис. 6, где t_u – время открытого состояния транзистора VT2, $T_2 = \frac{1}{f_{k2}}$ – период прямоугольного сигнала управления. Диапазон регулирования выходного напряжения разделен на четыре уровня. Регулировочные характеристики строились по результатам моделирования при $R_H = 21 \text{ Ом}$.

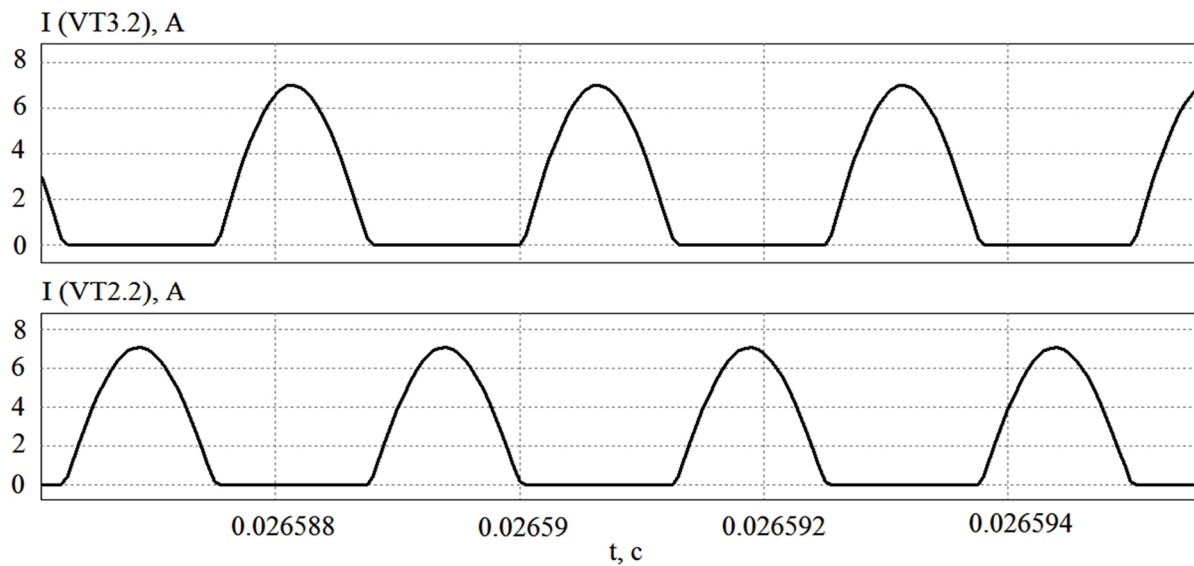


Рис. 5. Осциллограммы токов транзисторов VT3.2, VT2.2

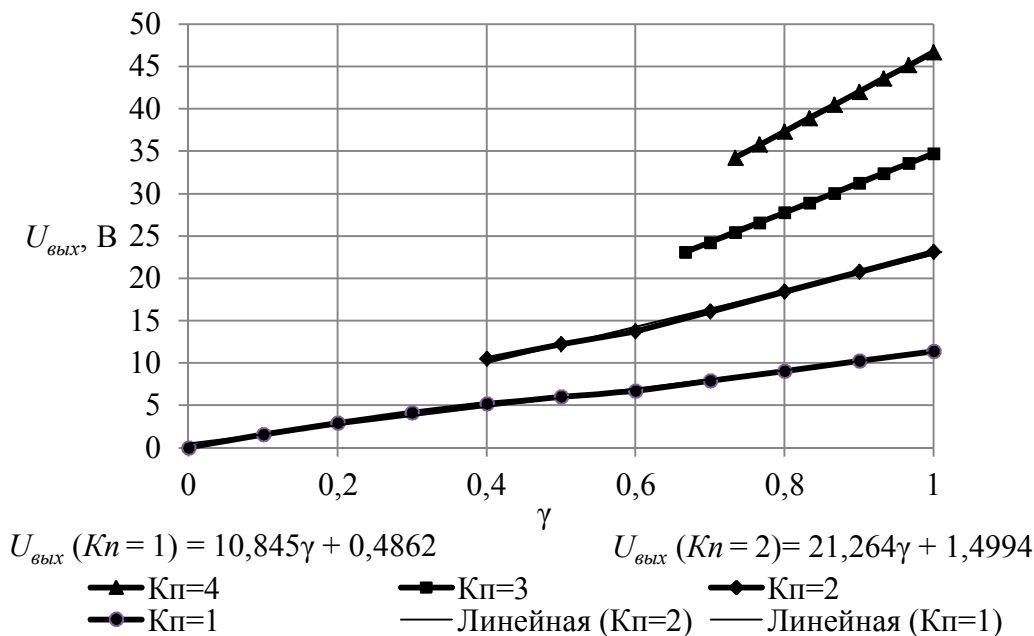


Рис. 6. Регулировочная характеристика преобразователя

Характер регулировочных характеристик при $Kn = 4$ и при $Kn = 3$ – линейный. В режиме $Kn = 1$ при изменении γ от 0 до 0,7 и в режиме $Kn = 2$ при изменении γ от 0,4 до 0,7 проявляется нелинейность регулировочной характеристики, вызванная критическим режимом работы. В этом режиме ток нагрузки меньше критического тока нагрузки, который определяется выражением, согласно [7]:

$$I_{н.кр} = \frac{E_1 \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{2 \cdot L_2 \cdot f_{к2}} \text{ и составляет } 0,63 \text{ А.}$$

В этом режиме ток дросселя имеет прерывистый характер. На рис. 6 приведены выражения линии тренда регулировочной характе-

ристики в режиме $Kn = 1$: $U_{вых}(Kn = 1) = 10,845 \cdot \gamma + 0,4862$, в режиме $Kn = 2$: $U_{вых}(Kn = 2) = 21,264 \cdot \gamma + 1,4994$. Выражения получены с помощью программы Microsoft Office Excel. График, показанный на рис. 7, получен с помощью компьютерного моделирования. Рассмотрен режим максимального выходного напряжения повышающего регулятора при $Kn = 4$ и $\gamma = 1$, сопротивление нагрузки $R_H = 21 \text{ Ом}$. По результатам моделирования потребляемая мощность от источника $P1 = 104 \text{ Вт}$, мощность в нагрузке $P2 = 96,8 \text{ Вт}$, КПД регулятора составляет 93%.

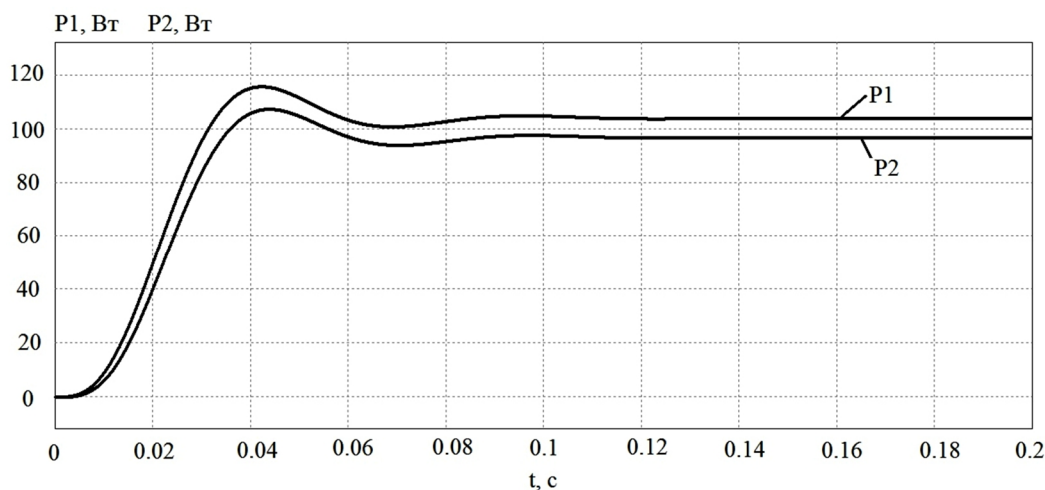


Рис. 7. График зависимости потребляемой мощности $P1$ и мощности в нагрузке $P2$ от времени

На рис. 8 показан макетный образец первого каскада преобразователя. Транзистор, применяемый при макетировании, с максимальным напряжением сток-исток 40 В и током стока 195 А имеет сопротивление канала в открытом состоянии $r_{СИ} = 1,4 \text{ мОм}$. С помощью цифрового осциллографа получена осциллограмма пульсации напряжения на конденсаторе резонансного контура C_1 , показанная на рис. 9. Выбросы напряжения происходят в моменты паузы, когда зарядные транзисторы VT3.2, VT3.3, VT3.4 закрылись, а разрядные транзисторы VT2.2, VT2.3, VT2.4 еще не открылись. По результатам моделирования (рис. 5), величина среднего тока через зарядный и разрядный транзисторы составляет $I_{VT3.2cp} = I_{VT2.2cp} = 2,22 \text{ А}$. При протекании тока через открытый транзистор в

нем выделяется тепловая мощность статических потерь, определяемая по выражению:

$$P_{ст.п} = I_{ср}^2 \cdot r_{СИ} \text{ и составит менее } 0,01 \text{ Вт.}$$

Средний ток через зарядный транзистор VT3.2 и диод VD1.2 равны. В регуляторе используются диоды Шоттки с прямым падением напряжения 0,48 В, тепловая мощность статических потерь, рассеиваемая одним диодом, при среднем токе 2,22 А составляет 1,1 Вт. При работе транзисторов в режиме мягкой коммутации полагаем, что динамические потери мощности малы. Для рассеивания тепловой мощности в транзисторе и диоде используется медная силовая дорожка печатной платы, к которой припаян фланец транзистора, являющийся выводом стока или фланец диода, являющийся выводом катода. Не нужно применять громозд-

кие радиаторы для отвода тепла, что благоприятно влияет на показатели массы и габаритов преобразователя. Также при таком способе проектирования достигается высокая плотность монтажа конструкции. Габариты силовой цепи рассматриваемого преобразователя складываются из суммарных размеров полупроводниковых и реактивных элементов. При использовании многослойного керамического конденсатора для поверхностного монтажа с номинальной емкостью 4,7 мкФ на напряжение 25 Вольт для

резонансных цепей потребуется три таких конденсатора. Конденсатор C_2 можно составить из 45 конденсаторов с номинальной емкостью 10 мкФ на напряжение 25 Вольт каждый, соединенных в один конденсатор 49,5 мкФ на 75 Вольт. Конденсатор C_n можно составить из 57 конденсаторов с номинальной емкостью 10 мкФ на напряжение 25 Вольт каждый, соединенных в конденсатор 63,3 мкФ на 75 Вольт. Габаритные размеры конденсаторов, диодов и транзисторов приведены в табл. 2.

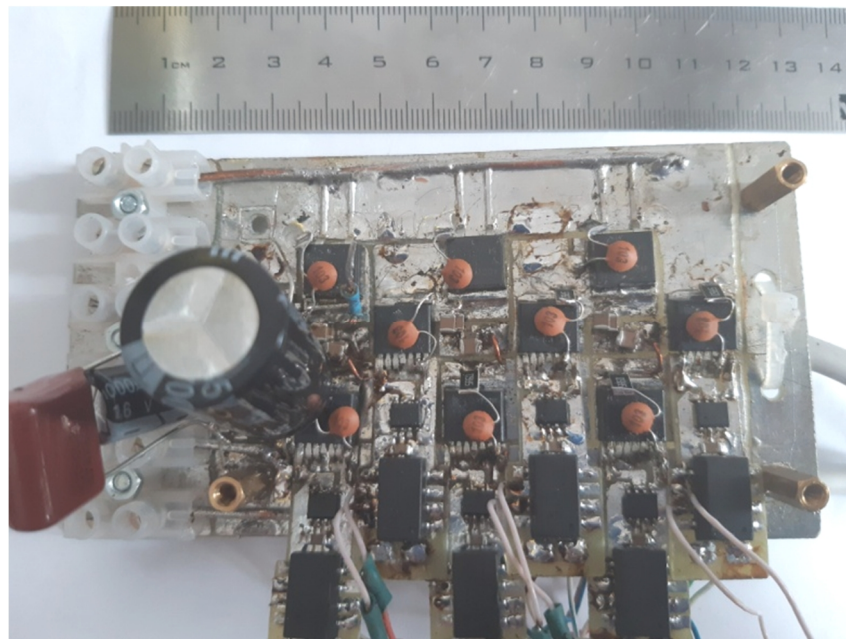


Рис. 8. Макет повышающего преобразователя

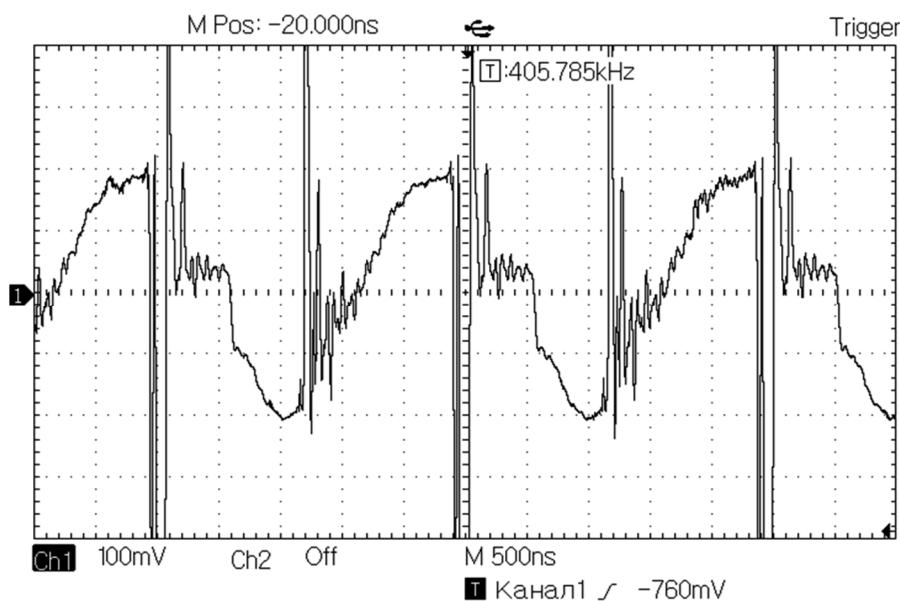


Рис. 9. Осциллограмма напряжения на конденсаторе C_1

Таблица 2 Габаритные размеры элементов регулятора

Наименование	Размер корпуса, см	Объем, см ³	Количество	Суммарный объем, см ³
Конденсатор 4,7 мкФ на 25 Вольт	0,32×0,16×0,15	0,0077	3	0,0231
Конденсатор 10 мкФ на 25 Вольт	0,32×0,25×0,17	0,014	102	1,43
Транзистор	0,483×1,067×1,311	0,676	7	4,74
Диод	0,483×1,067×1,501	0,774	5	3,87
Дроссель L_1		0,0102	3	0,0306
Дроссель L_2	1,3×1,3×0,7	1,2	1	1,2
Объем элементов				11,3

Заключение

Перспективным направлением в области силовой электроники является применение регуляторов постоянного напряжения на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. В данной статье предложен двухкаскадный регулятор. С целью улучшения энергоэффективности первый каскад построен на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Второй каскад осуществляет плавную регулировку выходного напряжения. Для уменьшения габаритов реактивных элементов первый каскад работает на частоте 400 кГц, второй каскад на частоте 100 кГц. Преобразователь имеет широкий диапазон регулировки выходного напряжения, линейную регулировочную характеристику. В качестве теплоотвода для полупроводниковых элементов применяется силовые медные дорожки печатной платы. При выходной мощности в нагрузке

100 Ватт КПД регулятора составляет 93%. Суммарный объем конденсаторов, дросселей, транзисторов и диодов преобразователя составляет 11,3 см³.

Среди доступных на рынке источников электропитания аналогичному исследуемому регулятору по электрическим параметрам можно рассмотреть преобразователь DDR-120A-48 производителя Mean Well. Конструктивно он выполнен в виде модуля, устанавливаемого на DIN-рейку. Габариты преобразователя 3,2 × 10,2 × 12,52 см при выходной мощности 100 Вт, номинальном входном напряжении 12 В, выходном напряжении 48 В и КПД 88,5 %. Сравнительный анализ показывает преимущество исследуемого преобразователя на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами по сравнению с аналогичным промышленным образцом по параметрам КПД и объема.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Ošljaj B., Truntiĉ M. Control of a modified switched-capacitor boost converter. Electronics. 2022. 11. 654. <https://doi.org/10.3390/electronics11040654>.

2. A high-efficiency resonant switched capacitor converter with continuous conversion ratio / A. Cervera, M. Evzelman, M.M. Peretz, S. Ben-Yaakov // IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 30. № 3. P. 1373-1382, March 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2317758.

3. Switched-capacitor boost converter for low power energy harvesting applications / Miran Rodiĉ, Miro Milanoviĉ, Mitja Truntiĉ, Benjamin Ošljaj // Energies. 2018. 11. 3156; DOI:10.3390/en11113156.

4. Zero voltage switching switched-tank modular converter for data center application / M. Wei, Y. Li, Z. Ni et al. // 2019 IEEE 7th Workshop on wide bandgap power devices and applications (WiPDA). 2019.

P. 245-250, DOI: 10.1109/WiPDA46397.2019.8998894.

5. A high efficiency resonant switched-capacitor converter for data center / Y. Li, X. Lyu, D. Cao et al. // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2017. P. 4460-4466, DOI: 10.1109/ECCE.2017.8096766.

6. **Нурлатов Н.В.** Исследование режима мягкой коммутации полупроводниковых ключей в преобразователе постоянного напряжения на основе резонансных струк-

тур с переключаемыми конденсаторами / Н.В. Нурлатов; [науч. рук. Л.Г. Зотов]. Текст: непосредственный // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр. 15 Всерос. науч. конф. молодых ученых, посв. году науки и технологий в России. Новосибирск, 6-10 дек. 2021 г.: в 10 ч. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2021. Ч. 6. С. 53-56.

7. **Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.** Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. Москва: Радио и связь, 1989. 160 с.

Нурлатов Николай Валерьевич – аспирант кафедры Теоретических основ радиотехники, ассистент кафедры Общей физики Новосибирского государственного технического университета

Nikolay V. Nurlatov – Postgraduate, Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering, Teaching Assistant Lecturer, Department of General Physics, Novosibirsk State Technical University

Статья поступила в редакцию 26.10.22, принята к опубликованию 22.11.22

УДК 621.396.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ОХЛАЖДЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

А.А. Скрипкин, С.В. Тригорлый

SIMULATION OF THERMAL COOLING MODES OF SEMICONDUCTOR MICROELECTRONIC COMPONENTS

A.A. Skripkin, S.V. Trigorly

Тепловые режимы полупроводниковых микроэлектронных компонентов в значительной степени определяют надежность их работы. Для охлаждения электрорадиоэлементов перспективными радиаторами являются конструкции на основе пенометалла с открытыми порами. Проведено математическое моделирование нагрева электронных компонентов при использовании радиаторов с открытыми порами. Исследована эффективность охлаждения в зависимости от диаметра пор, толщины радиатора и коэффициента теплопроводности.

Ключевые слова: полупроводники, микроэлектронные компоненты, охлаждение, математическое моделирование, тепловые режимы

Введение

Одной из важнейших задач конструирования и эксплуатации различных типов электрорадиоэлементов является обеспечение требуемого теплового режима, от которого зависит надежность работы каждого элемента конструкции [1]. В этой связи большое значение имеет математическое моделирование процессов тепло- и массопереноса в электронных устройствах и элементах с целью определения оптимальных условий их охлаждения [2-4].

Для интенсификации охлаждения электрорадиоэлементов используются, например, пластинчатые, ребристые, штыревые радиаторы различных типоразмеров. При-

Thermal modes of semiconductor microelectronic components largely determine reliability of their operation. Open-pore foam metal radiators are considered advanced developments to be applied for cooling radio electronic components. Mathematical modeling of heating electronic components using radiators with open pores is carried out. The cooling efficiency depending on the pore diameter, radiator thickness and thermal conductivity coefficient has been investigated.

Keywords: semiconductors, microelectronic components, cooling, mathematical modeling, thermal modes

чем в схемах, в которых требуется рассеивать большие мощности до нескольких сотен ватт, требуется принудительное воздушное охлаждение. Для этого применяются радиаторы больших размеров, предназначенные для работы с вентиляторами и имеющие очень низкое тепловое сопротивление от радиатора к внешней среде – от 0,05 до 0,2 °С/Вт.

Недостатками существующих радиаторов охлаждения являются: большие габариты; необходимость дополнительного применения вентиляторов; повышенный шум при эксплуатации и ограниченный срок работы (механический износ вентилятора) и др.

Перспективным направлением повышения эффективности систем охлаждения радиатора для охлаждения полупроводниковых и микроэлектронных компонентов является применения в качестве радиатора пенометалла с открытыми порами, например, на основе алюминиевого сплава [5].

Применение пенометалла обеспечивает:

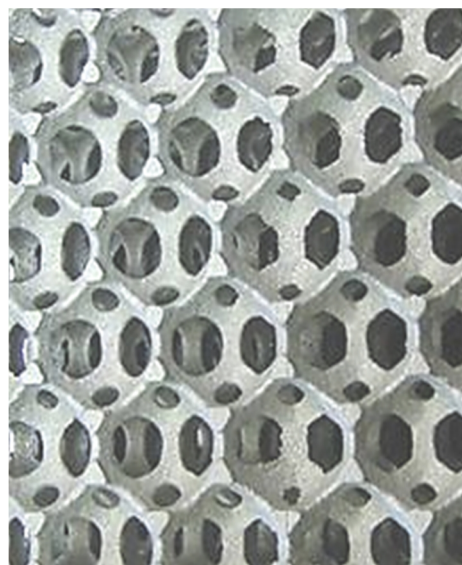
- в несколько раз большую площадь поверхности для рассеивания теплоты;

- повышенную эффективность рассеивания теплоты позволяет в ряде случаев уменьшить габариты и отказаться от принудительного обдува внешним вентилятором, (либо снизить его габариты и мощность);

- отсутствие шума и снижение энергопотребления и вибрации, уменьшение массы и габаритов конструкции. На рис. 1 показан образец пенометалла (рис. 1 а) и его увеличенное изображение (рис. 1 б).



а



б

Рис. 1. Фотография пенометалла: а – образец; б – увеличенное изображение образца

Целью данной работы является математическое моделирование нагрева электронных компонентов при использовании радиаторов с открытыми порами, которые имитируют пористую структуру пенометалла. Задачами исследования является оценка эффективности охлаждения в зависимости от диаметра пор, толщины радиатора и коэффициента теплопроводности материала.

Рассмотрим математическую модель процесса нестационарной теплопроводности в электронном элементе с известной мощностью тепловыделения, который находится в тепловом контакте с охлаждающим пористым радиатором. В качестве примера на рис. 2 показана геометрическая модель электронного элемента с охлаждающим пористым радиатором. В силу симметрии поля температур показана четвертая часть объекта.

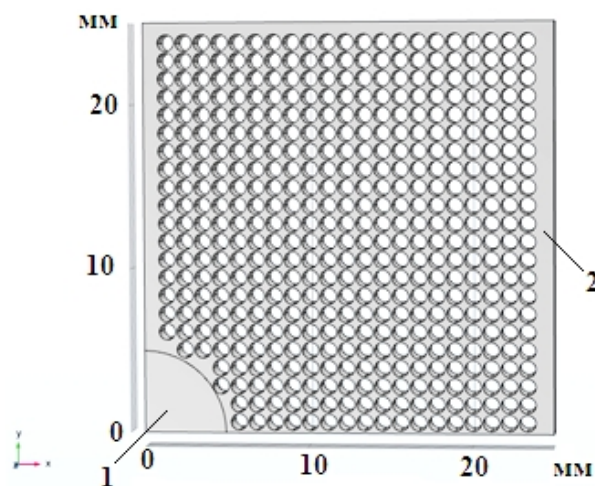


Рис. 2. Геометрическая модель электронного элемента с пористым радиатором:
1 – область тепловыделения (электронный элемент); 2 – пористый радиатор

Процесс нестационарной теплопроводности описывается соответствующим диф-

ференциальным уравнением с граничными и начальными условиями [1]:

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial \tau} - \text{div}(\lambda \cdot \text{grad } T) = q_v; \quad (1)$$

$$-\mathbf{n} \cdot \mathbf{q} = h(T_{\text{ext}} - T_c); \quad (2)$$

$$-\mathbf{n} \cdot \mathbf{q} = \varepsilon \sigma_r (T_{\text{ext}}^4 - T_r^4); \quad (3)$$

$$T_1 = T_2; \quad (4)$$

$$\lambda_1 \left(\frac{\partial T_1}{\partial \mathbf{n}} \right)_S = \lambda_2 \left(\frac{\partial T_2}{\partial \mathbf{n}} \right)_S; \quad (5)$$

$$T(0) = T_0, \quad (6)$$

где ρ – плотность; c_p – удельная теплоемкость; T – температура; τ – время; λ – коэффициент теплопроводности; q_v – мощность внутренних источников теплоты, обусловленная тепловыделением известным тепловыделением в электронном элементе; h – коэффициент теплоотдачи с наружной поверхности; T_{ext} – температура окружающей среды; T_c – температура поверхности конвективного теплообмена; ε – коэффициент излучения; σ_r – постоянная Стефана – Больцмана; $\mathbf{q}$ – вектор плотности теплового потока; T_r – температура поверхности радиационного теплообмена; T_1, T_2 – температуры сопрягающихся поверхностей теплообмена областей 1 и 2; λ_1, λ_2 – коэффициенты теплопроводности областей 1 и 2; $\mathbf{n}$ – вектор нормали к по-

верхности раздела S ; T_0 – начальная температура объекта.

Граничное условие (2) характеризует конвективный теплообмен между открытыми поверхностями радиатора и окружающей средой. Коэффициент теплоотдачи с наружных поверхностей определяется из критериальных уравнений по [6].

Граничное условие (3) характеризует радиационный теплообмен. Граничные условия (4) и (5) задаются на поверхности раздела «электронный элемент – радиатор».

Для решения дифференциального уравнения теплопроводности с соответствующими граничными и начальными условиями воспользуемся методом конечных элементов (МКЭ), реализованным в программном пакете COMSOL Multiphysics [7].

Проводилось моделирование теплового режима электронного элемента диаметром 10 мм при тепловыделении 4 Вт для следующих геометрических и теплофизических параметрах радиатора:

- площадь радиатора – 25×25 мм;
- толщина радиатора – от 1 до 6 мм;
- диаметр пор (отверстий) в радиаторе – от 0,5 до 2 мм;
- коэффициент теплопроводности – от 238 до 400 В/(м·К).

Результаты моделирования представлены на рис. 3 и в таблице. На рис. 3 и 4 в качестве примера показаны результаты моделирования для диаметра отверстий 1 мм и толщины радиатора 1 мм.

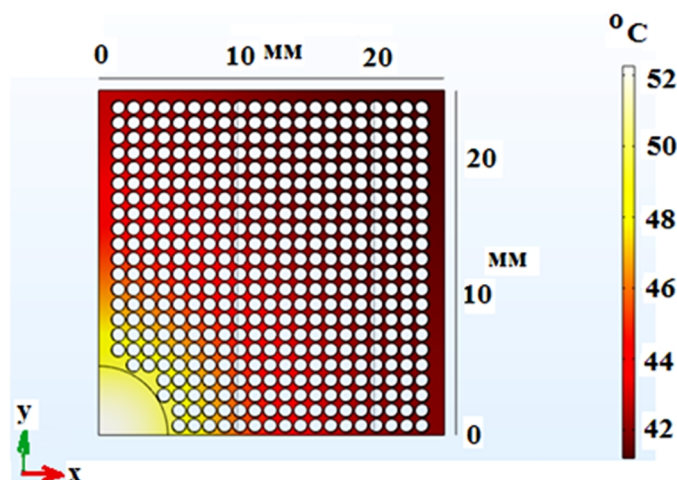


Рис. 3. Распределение температурного поля на наружной поверхности в момент времени 300 с для диаметра отверстий 1 мм и толщины радиатора 1 мм

Зависимость максимальной температуры
от коэффициента теплопроводности радиатора при $h = 2$ мм и $d = 0,5$ мм

Материал радиатора	Алюминий (Al)	Керамическая пена (Al)	Медь (Cu)
Коэффициент теплопроводности радиатора, Вт/(м·К)	238	275	400
Максимальная температура, °C	33,2	32,6	31,1

На основе проведенного анализа результатов моделирования установлено следующее:

1. Применение радиатора с открытыми порами позволяет существенно снизить максимальную температуру охлаждаемого электронного элемента (на 45...70 % в зависимости от размеров радиатора и диаметра отверстий).

2. Установившийся тепловой процесс наступает за время до 100 с момента начала нагрева (рис. 4).

3. При уменьшении диаметра пор от 2 до 0,5 мм максимальная температура нагрева уменьшается на 15 °C (рис. 5).

4. При увеличении толщины радиатора от 1 до 6 мм максимальная температура нагрева уменьшается на 29 °C (рис. 6).

5. При увеличении коэффициента теплопроводности радиатора (при использовании алюминия, керамической пены Al и меди) максимальная температура нагрева снижается незначительно – на 2,1 °C.

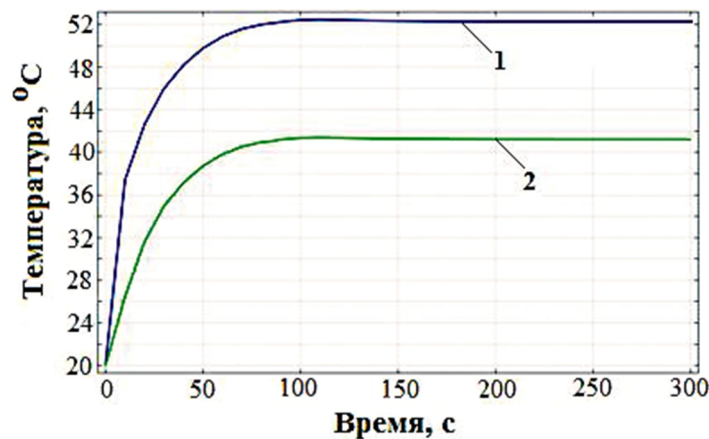


Рис. 4. Зависимость температуры от времени:

1 – в центре электронного элемента; 2 – в наиболее удаленной точке радиатора

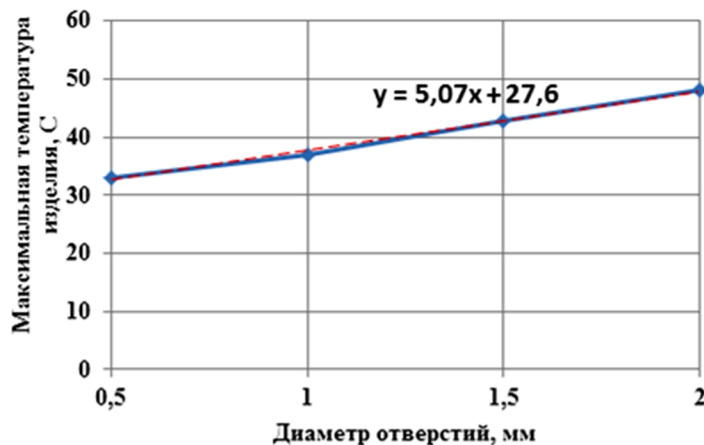


Рис. 5. Зависимость максимальной температуры от диаметра отверстий в радиаторе при толщине радиатора $h = 2$ мм

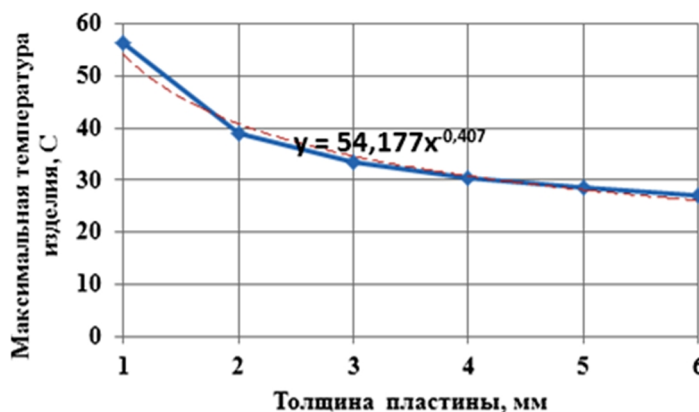


Рис. 6. Зависимость максимальной температуры от толщины радиатора при диаметре отверстий $d = 1$ мм

Таким образом, проведенное математическое моделирование показало, что повышение эффективности охлаждения электронных элементов с помощью пористых радиаторов с открытыми порами в основном определяется диаметром пор и

толщиной радиатора. Предложенные математические модели в программном пакете COMSOL Multiphysics могут быть использованы при разработке конструкций радиаторов охлаждения электронных элементов.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен радиоэлектронной аппаратуре. Москва: Высшая школа, 1984. 247 с.
2. Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., Сигалов А.В. Методы расчета тепловых режимов прибора. Москва: Радио и связь, 1990. 312 с.
3. Резников Г.А. Расчет и конструирование систем охлаждения ЭВМ. Москва: Радио и связь, 1988. 224 с.
4. Исследование тепловых характеристик РЭС методами математического моделирования: Монография / В.В. Гольдин, В.Г. Журавский, Ю.Н. Кофанов и др.; под ред. А.В. Сарафанова. Москва: Радио и связь, 2003. 456 с.

5. Патент (ПМ) № 207764, 15.11.2021 г. Радиатор для охлаждения полупроводниковых и микроэлектронных электровакуумных приборов / В.А. Царев, А.А. Скрипкин и др.

6. Исаченко В.П., Осипова В.А., Сукомел А.С. Теплопередача. Москва: Энергия, 1975. 488 с.

7. Моделирование СВЧ электротехнологических процессов и установок с помощью программного пакета COMSOL Multiphysics / С.В. Тригорлый, В.С. Алексеев, С.Г. Калганова, В.В. Захаров. Саратов: Амирит, 2019. 105 с.

Скрипкин Александр Александрович – доктор технических наук, старший научный сотрудник Саратовского национального исследовательского государственного университета им. Н.Г. Чернышевского

Тригорлый Сергей Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Alexander A. Skripkin – Dr.Sci. Tech., Senior Research Fellow, Saratov National Research State University named after N.G. Chernyshevsky

Sergey V. Trigorly – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electrical Power Systems & Engineering Electrical Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 10.12.22, принята к опубликованию 27.12.22

УДК 621.313.162

**ФАКТОРНАЯ МОДЕЛЬ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ
ДЛЯ ПОСТИНДУСТРИАЛЬНЫХ СТРАН
С РАЗВИТОЙ ЭКОНОМИКОЙ НА ПРИМЕРЕ СТРАН ЕВРОСОЮЗА**

Я.Э. Шклярский, М.А. Губарев, В.А. Воробьева, Ю.Н. Кузнецова

**FACTOR MODEL OF ENERGY CONSUMPTION
FOR POST-INDUSTRIAL COUNTRIES WITH DEVELOPED
ECONOMIES ON THE EXAMPLE OF EUROPEAN UNION COUNTRIES**

Ya.E. Shklyarskiy, M.A. Gubarev, V.A. Vorobyova, Yu.N. Kuznetsova

В данной статье проводится анализ характера изменения некоторых основных параметров стран Евросоюза (численности населения, ВВП (ППС), потребления и генерации электроэнергии) с развитой экономикой с целью построения факторной модели для прогнозирования уровня энергопотребления. В качестве стран, на примере которых построена факторная модель, выступают Германия, Франция и Италия, как наиболее крупные по численности населения и объему ВВП (ППС) страны, входящие в Евросоюз. В результате исследования выделены ключевые параметры, которые легли в основу факторной модели, а также произведены расчеты коэффициентов факторной модели для указанных выше стран. Полученная факторная модель с пересчетом коэффициентов может применяться для расчета энергопотребления не только стран Евросоюза, но и других стран с постиндустриальной экономикой.

Ключевые слова: факторная модель, энергопотребление, энергообеспечение, энергетическая политика

Введение

В современном мире вопрос должного энергообеспечения остро стоит фактически перед каждым государством. Потребление электроэнергии, ежегодный прирост которого обеспечивается ростом производственных мощностей и в целом возрастанием уровня

This article analyzes the nature of changes in some of the main parameters of the European Union (EU) countries (population, GDP (PPP), electricity consumption and electricity generation) with developed economies to build a factor model for predicting the level of energy consumption. The countries on the example of which the factor model is built are Germany, France and Italy, as the largest members of the European Union in terms of population and GDP (PPP). As a result of the study, the key parameters that formed the basis of the factor model were identified, and coefficients of the factor model for the above mentioned countries were calculated. The resulting factor model with calculation of coefficients can be used to estimate energy consumption not only in the EU countries, but also in other countries with post-industrial economies.

Keywords: factor model, energy consumption, energy supply, energy policy

жизни населения, является одним из ключевых факторов, на который стоит опираться при разработке государственной программы развития топливно-энергетического комплекса. В зависимости от прогнозируемого изменения этого параметра необходимо реструктуризировать и модернизировать топ-

ливно-энергетический комплекс: строить новые мощности, смещать акценты в сторону того или иного способа генерации электроэнергии, выбирать направления и объемы импорта или экспорта энергии, развивать необходимые технологии [1-3].

Подобные изменения не могут происходить мгновенно, все они требуют капитальных финансовых и энергетических ресурсов, высокого уровня подготовки кадров, технологической базы и времени. Таким образом, от точности прогнозирования уровня необходимых мощностей напрямую зависит степень подготовленности государства к удовлетворению постоянно растущего спроса на энергию, а также возможность его гармоничного и устойчивого развития.

Уровень энергопотребления в определенном государстве будет зависеть от множества факторов (к примеру, от климатической зоны, от типа общества (т. е. занятости населения по большей части в производственной сфере или сфере услуг), от уровня привычного энергопотребления на душу населения и т.д.), которые необходимо учитывать при прогнозировании для получения верного результата.

Степень влияния каждого фактора на результат будет различной, также стоит учесть множество аспектов. На результат будет сильно влиять климатическая зона страны, тип общества, уровень развития экономики и многие другие факторы [4, 5]. Такая модель для расчета уровня энергопотребления станет очень громоздкой и неудобной для прогнозирования.

Таким образом, возникает вопрос о необходимости создания облегченной факторной модели, по которой возможно производить прогнозирование с достаточной точностью, но используя для расчетов меньшее количество переменных.

Ответом на этот вопрос может стать факторная модель, разработанная нами на примере некоторых стран Евросоюза.

Валовой внутренний продукт является одним из основных показателей развития экономики, а динамика изменения ВВП для конкретной страны позволяет оценить тип экономики и спрогнозировать дальнейшее

развитие этого государства. Данная статья оперирует таким показателем, как ВВП по паритету покупательской способности, для учета покупательской способности валюты [6]. При изменении геополитических условий, возможно применение показателя ВВП с учетом другого критерия.

В качестве стран для построения факторной модели были выбраны Германия, Франция и Италия, как страны с наибольшей численностью населения, а также с наивысшим значением ВВП по ППС в Европейском союзе (рис. 1).

Экономика большинства стран Евросоюза является развитой и характеризуется устойчивым ростом, высоким уровнем доходов на душу населения, развитой технологической инфраструктурой и социальной сферой [8]. Экономика этих стран уже завершила фазу активного роста, зависимости ВВП (ППС) от времени носят линейно-возрастающий характер, что свидетельствует об устойчивом развитии экономического сектора данных стран. Графики зависимости ВВП (ППС) от времени для стран Евросоюза приведены на рис. 2. Все графики по форме практически повторяют друг друга, Германия на фоне остальных стран выделяется более высокими значениями ВВП и более активными темпами их роста.

Большая часть стран Евросоюза являются постиндустриальными. «Потенциал развития постиндустриального общества во всевозрастающей степени определяется масштабами информации и знаний, которыми оно располагает. За счет автоматизации, внедрения высоких технологий индустрия требует все меньшей доли общественного труда, а значительная, если не большая часть занятого населения перетекает в сферы информации и услуг [10]». На рис. 3, 4 представлены графики изменения потребляемой и производимой электроэнергии в Германии, Франции и Италии по годам. Зависимости носят линейный характер со сравнительно небольшим углом наклона кривой, что соответствует постиндустриальному устройству общества, а именно отсутствует необходимость в строительстве большого количества

принципиально новых мощностей ввиду отказа от строительства новых производств на территории государств и выноса круп-

ных заводов за границу государства в менее развитые страны с более дешевой рабочей силой и электроэнергией.

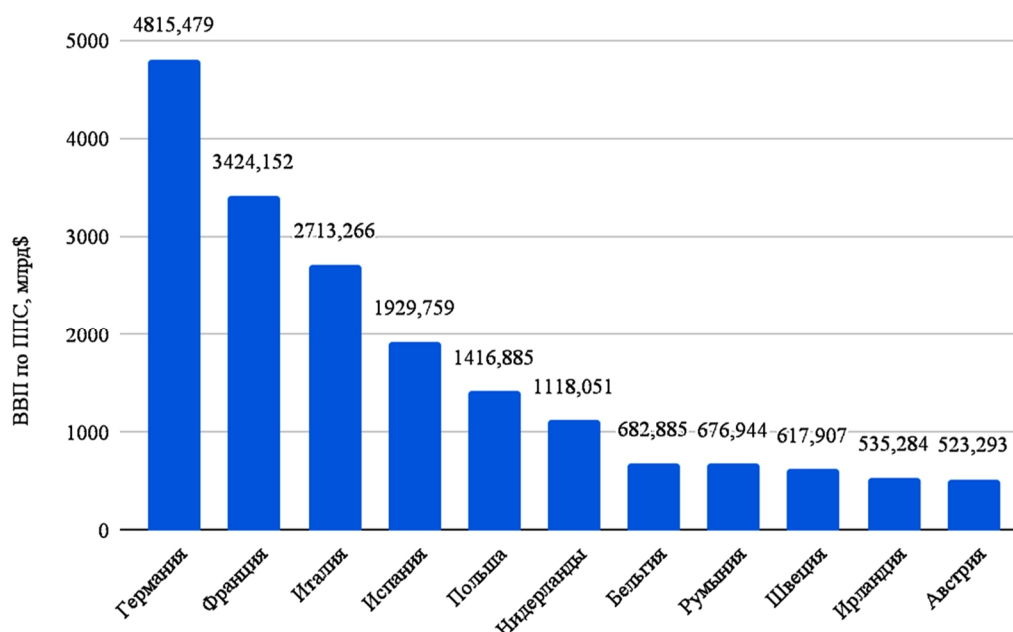


Рис. 1. ВВП по паритету покупательской способности в странах ЕС в 2021 году [7]

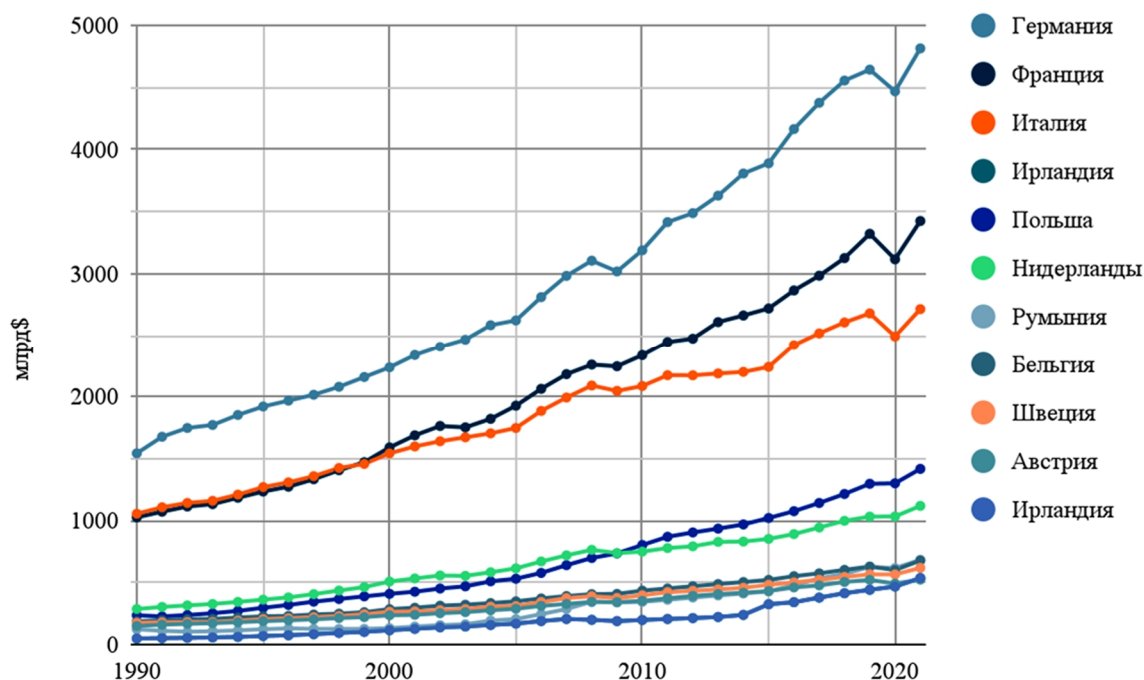


Рис. 2. Изменение ВВП по ППС в странах ЕС с 1990 по 2021 годы [9]

Из графиков видно, что, к примеру, для Германии уровень энергопотребления практически не изменился за последние 30 лет, на основе чего можно сделать вывод, что уровень производства на территории страны варьируется в незначительных пределах [11].

Энергопотребление Италии и Франции возросло чуть менее чем на 100 и 150 ТВт·ч соответственно. Если сравнивать такие темпы прироста с активно развивающимися азиатскими странами, то их можно назвать незначительными.

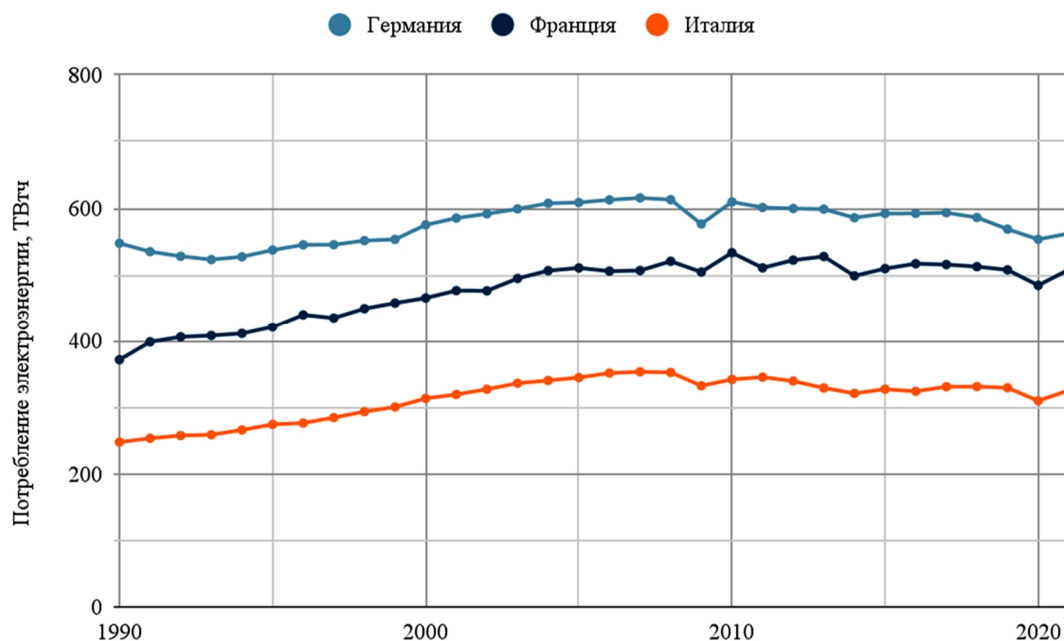


Рис. 3. Потребление электроэнергии с 1990 по 2021 годы [12]

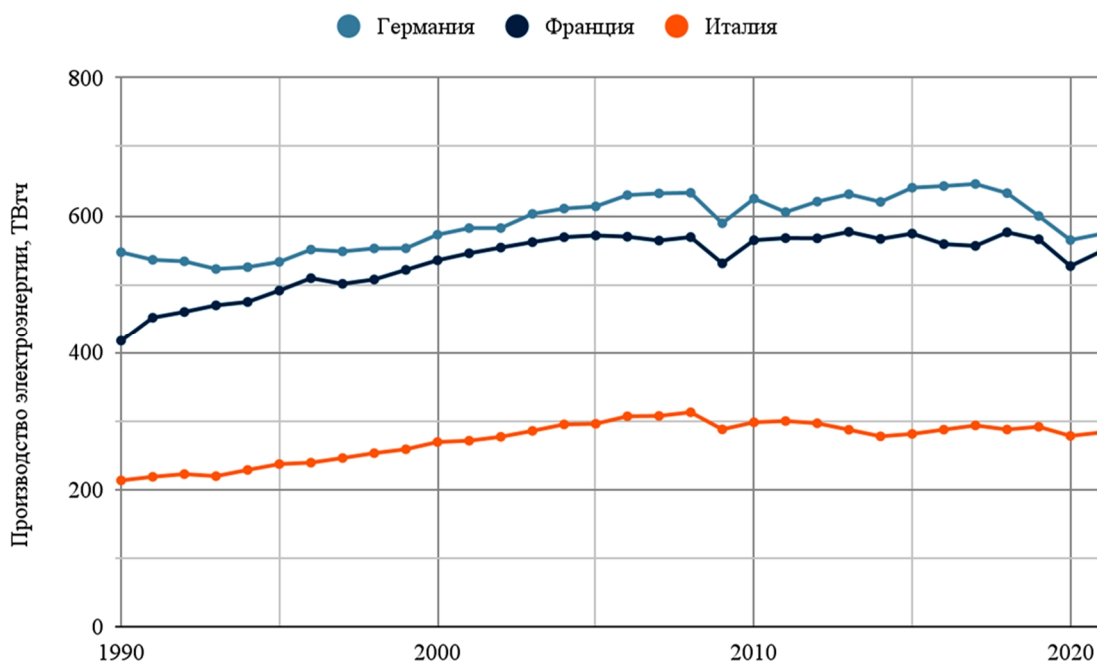


Рис. 4. Производство электроэнергии с 1990 по 2021 годы [12]

Графики, построенные нами и приведенные на рис. 5, показывают характерную для постиндустриальных стран зависимость ВВП (ППС) от потребляемой мощности: рост ВВП (ППС) не поддерживается приростом спроса на электроэнергию, а происходит при одном и том же уровне потребления, то есть экономика государства по большей части зависит от рынка услуг, технологий и т. д.,

а не реальных производств. Впрочем, такая модель экономики может оказаться неэффективной, не подготовленной к внезапным кардинальным изменениям на мировой арене или затяжным кризисам.

Для построения факторной модели мы аналитическим путем определили наиболее значимые параметры, на основе которых будет производиться прогнозирование.

Факторная модель построена на основе данных об изменении численности населения, а также потребления и генерации электроэнергии за последние 30 лет.

Базовой переменной, по которой и будет осуществляться прогнозирование, стало время. В основу факторной модели легла

зависимость численности населения государства от времени (рис. 6). Для выбранных для анализа стран эти зависимости также можно назвать линейными. Численность населения, как и потребление электроэнергии, за обозначенный период изменилась незначительно.

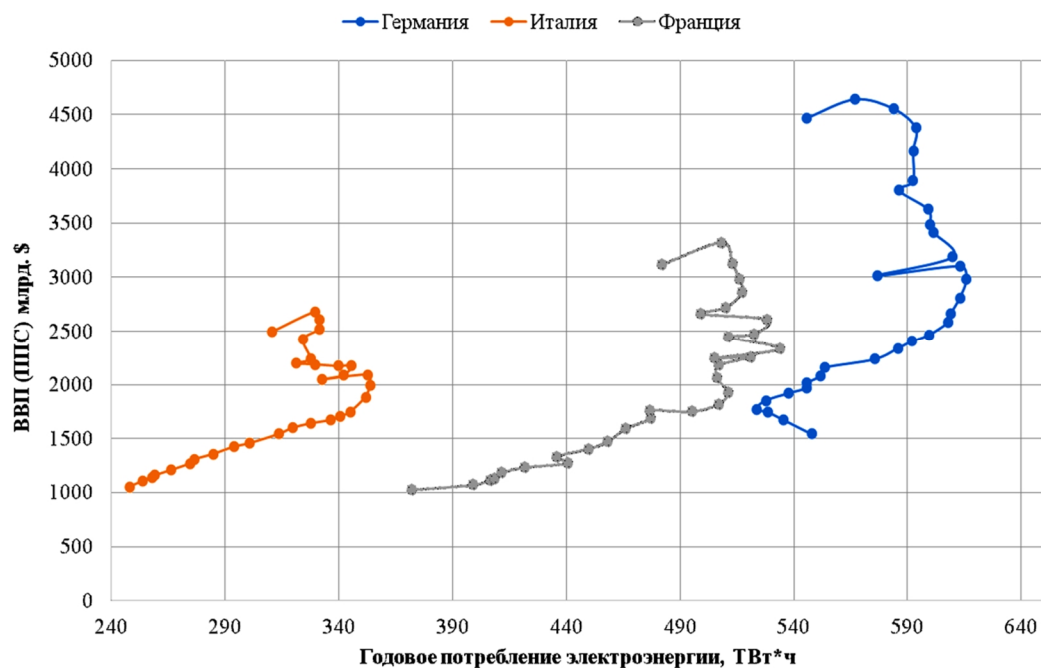


Рис. 5. Зависимость ВВП (ППС) от уровня энергопотребления

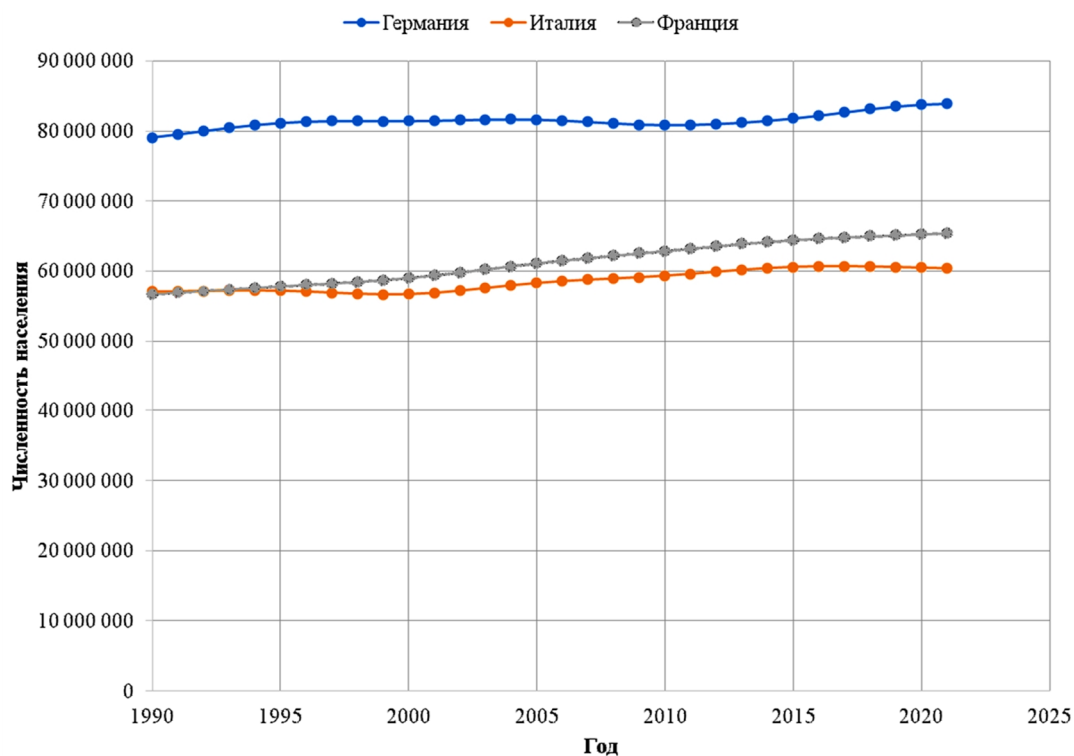


Рис. 6. Изменение численности населения с 1990 по 2021 годы

Заменим исходные зависимости на линейные с уравнением

$$y = kx + d, \quad (1)$$

где $y = N$ (N – численность населения); $x = Y$ (Y – год). Таким образом, для Германии, Франции и Италии получились следующие коэффициенты:

$$k_{Ge} = 88527, \quad d_{Ge} = -10^8;$$

$$k_{Fr} = 317474, \quad d_{Fr} = -6 \cdot 10^8;$$

$$k_{It} = 151705, \quad d_{It} = -2 \cdot 10^8.$$

Далее были получены зависимости отношения потребления электроэнергии к численности населения за указанный период (рис. 7).

Здесь можно отметить, что хотя уровень потребления электроэнергии в Германии примерно на 20 % выше потребления электроэнергии во Франции, однако во Франции энергопотребление на душу населения оказалось выше.

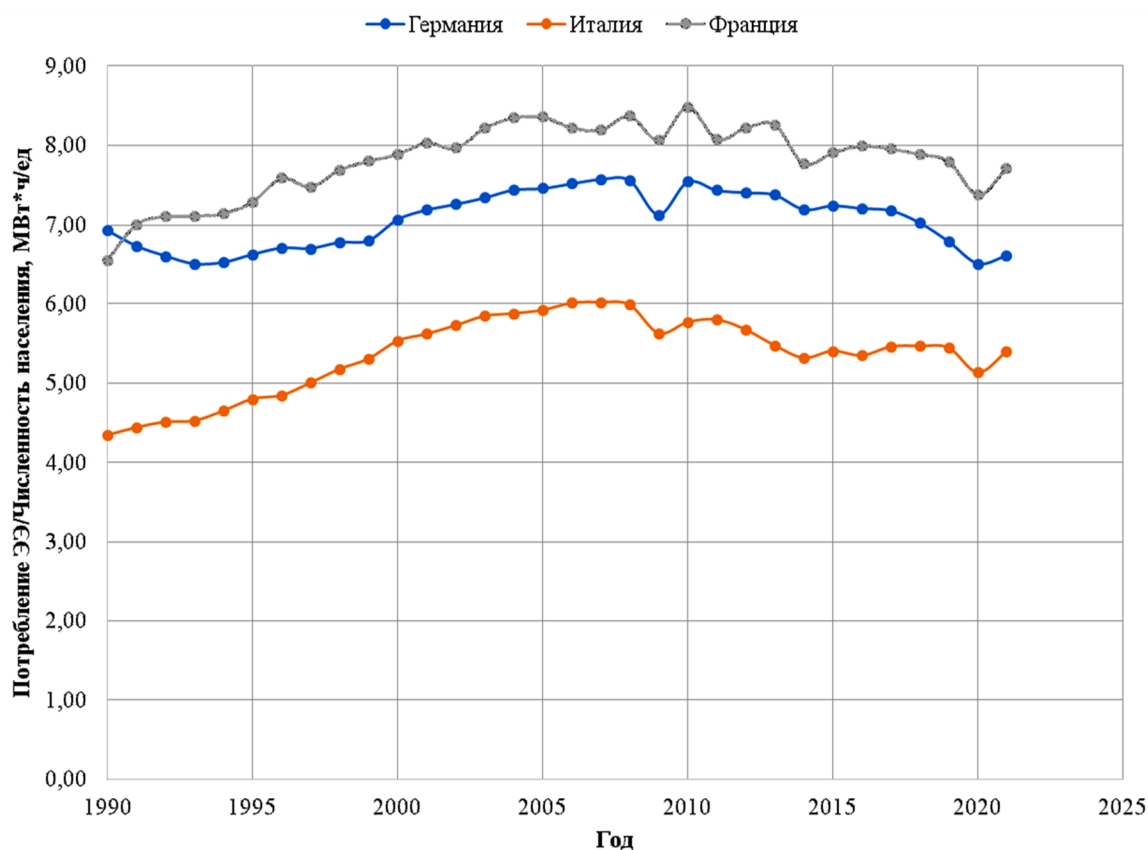


Рис. 7. Изменение отношения потребления электроэнергии к численности населения с 1990 по 2021 годы

Описание данных графиков линейной функцией не представляется возможным, так как это внесло бы большую ошибку аппроксимации, поэтому для построения линии тренда был использован полином второго порядка:

$$y = ax^2 + bx + c, \quad (2)$$

где $y = R$ (R – отношение количества потребленной энергии за год к численности населения в этот год, МВт·ч/ед), $x = Y$ (Y – год).

Построение линии тренда, по которой будет осуществляться прогнозирование, началось со значений для 2006 года, потому что после него наблюдается выраженная тенденция на снижения соотношения потребления электроэнергии к численности населения. Это явление связано с развитием технологий, в особенности развития технологий индустрии 4.0, а также с повышением интереса к вопросу энергосбережения в целом [13].

В кризисные 2019-2022 годы из-за эпидемиологической ситуации и ограничений, связанных с COVID-19, наблюдалось снижение потребления электроэнергии. Поэтому при построении аппроксимации учитывался период только до 2019 года. Таким образом, были получены следующие коэффициенты:

$$a_{Ge} = -0,00182764, \quad b_{Ge} = 7,31712905, \\ c_{Ge} = -7316,14159754;$$

$$a_{Fr} = -0,00253757, \quad b_{Fr} = 10,17579687, \\ c_{Fr} = -10193,11158776;$$

$$a_{It} = 0,00468105, \quad b_{It} = -18,89424919, \\ c_{It} = 19071,24201145.$$

Исходя из вышесказанного, для прогнозирования уровня энергопотребления выводится следующая формула:

$$W_{nom} = (kx + d)(ax^2 + bx + c), \quad (3)$$

где W_{nom} – энергия, потребленная за год, МВт·ч; x – год; a, b, c, d, k – полученные коэффициенты.

С помощью данной формулы можно получить прогнозируемое потребление электроэнергии за определенный период. Однако только предполагаемого уровня энергопотребления для построения энергетической политики государства недостаточно [14]. Необходимо также понимать, сколько в конкретном государстве необходимо генерирующих мощностей для удовлетворения потребности в количестве энергии, рассчитанном по формуле (3).

Отношение генерируемой энергии к потребленной для каждой страны индивидуально, в некоторых случаях оно оказывается даже меньше единицы, т. е. уровень требуемых мощностей в стране по факту выше, чем возможность страны обеспечивать этот спрос. К примеру, такой страной является Италия, что видно из рис. 8. Однако наличие перетоков мощностей между странами Евросоюза позволяет государствам с уровнем потребления выше уровня генерации существовать и поддерживать все необходимые внутренние процессы [15].

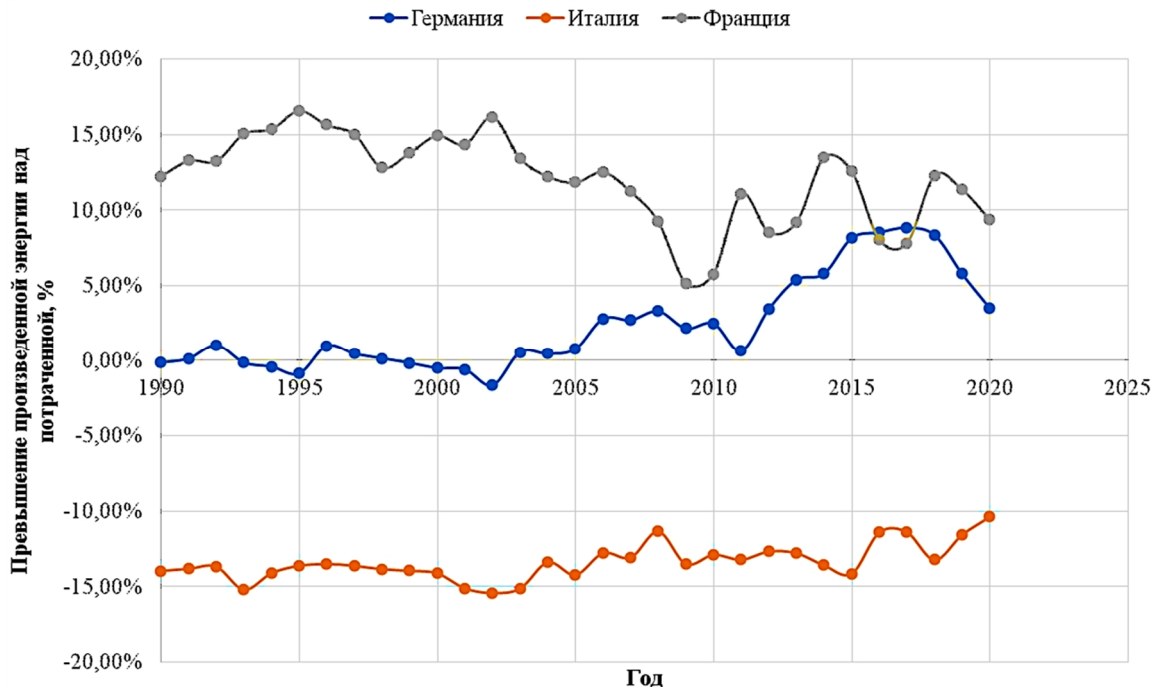


Рис. 8. Относительное превышение производства электроэнергии к ее потреблению с 1990 по 2020 год

Чтобы спрогнозировать примерный уровень генерации электроэнергии, необходимый при потреблении, рассчитанном

по формуле (3), вводится коэффициент E – коэффициент энергетической стабильности. Предложенный нами коэффициент бу-

дет характеризовать, насколько та или иная страна способна обеспечить требуемый ей уровень энергопотребления. Также коэффициент энергетической стабильности может продемонстрировать, какой потенциал к увеличению энергопотребления доступен в стране на данный момент. Коэффициент E будет определяться в диапазоне, где нижней границей диапазона станет среднее превышение уровня генерации над уровнем потребления за последние 10 лет, выраженное в процентах, а верхней — наибольшее значение, указанное за данный период.

Для выбранных стран коэффициент энергетической стабильности E попадает в следующие диапазоны:

$$E_{Ge} = 5,69 \% \div 8,84 \%;$$

$$E_{Fr} = 10,3 \% \div 13,46 \%;$$

$$E_{It} = (-14,04) \% \div (-11,36) \%.$$

Благодаря полученным коэффициентам можно рассчитать диапазон необходимой генерируемой мощности за любой промежуток времени, необходимый для расчета.

Таким образом, факторная модель будет решать проблему прогнозирования необходимого уровня выработки электроэнергии на несколько лет вперед, что позволит заранее подготовиться и принять меры по повышению объема выработки электроэнергии.

Заключение

Необходимость прогнозирования потребления электроэнергии очевидна и только подтверждается кризисной ситуацией, которая на данный момент существует в мире. Для каждой страны сейчас как никогда важно понимать, сколько энергии ей потребуется в ближайшее время и сможет ли она обеспечить этот спрос своими собственными ресурсами и генерирующими мощностями, или же придется искать новые пути получения электроэнергии при прекращении действия предыдущих договоренностей.

В этой связи наличие факторной модели может оказаться не просто удобным инструментом для расчета, а необходимым средством для поддержания должного уровня

энергообеспечения государства. Предложенная в работе факторная модель подойдет для расчета энергопотребления любых развитых постиндустриальных стран, так как все зависимости, представленные в статье, будут иметь такой же характер.

В зависимости от страны будут меняться только коэффициенты, определенные при вышеупомянутых расчетах. Это удобно, так как не требует сложных математических расчетов, а для конкретизации результатов можно пользоваться более точными методами аппроксимации. В данной модели уже косвенно учитываются климатические условия определенной страны, ее особенности и привычные уровни энергопотребления.

Однако данная модель является упрощенной и неподходящей для индустриальных стран и стран с развивающейся экономикой. В этих случаях уже не представляется возможным линеаризовать некоторые зависимости и проводить подобную простую корреляцию.

В дальнейших работах планируется уточнение существующей факторной модели для развитых стран и ее применение не только для стран Евросоюза, но и для других стран, например стран Азии, Северной и Южной Америки. Кроме того, уже сейчас проведена аналитическая работа в области аналогичных параметров (ВВП (ППС), численность населения, потребление и генерация электроэнергии), а также многих других для стран с развивающейся экономикой. Полученные данные позволяют судить о возможности получения более сложной модели, описывающей характер энергопотребления для этих стран.

Таким образом, факторные модели энергопотребления могут стать эффективным средством прогнозирования различных параметров: пока что это энергопотребление и генерация, однако существующие зависимости позволяют расширить этот список. Энергетическая политика, выстроенная с опорой на прогнозные данные, сможет поддерживать должный уровень энергообеспечения и способствовать устойчивому развитию государства [16].

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Kovalchuk M.S., Skamyin A.N.** Developing the system of monitoring and diagnostics to increase the availability of equipment // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. 2017. № 1. Т. 66. Р. 1-7.
2. **Lavrik A.Y., Zhukovskiy Y.L.** Optimizing the size of autonomous hybrid microgrids with regard to load shifting // Energies. 2021. № 14. Т. 16. С 5059-5059.
3. **Guerra D., Turysheva A., Voytyuk I.** Estimation of electricity generation by an electro-technical complex with photoelectric panels using statistical methods // Symmetry. 2021. № 7. Т. 13. С. 1-14.
4. **Baburin S.V., Zyrin V.O., Kovalchuk M.S.** Dependence of power supply systems reliability on the type of redundancy // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2019. № 643. Т. 1. С. 1-4.
5. **Ustinov D.A., Khomiakov K.A.** Comprehensive assessment of factors determining electricity load curves concerning enterprises of mineral resource sector // Journal of Physics: Conference Series. 2021. № 1753. Т. 12061. С. 1-10.
6. **Гришин В.И., Устюжанина Е.В., Комарова И.П.** ВВП как показатель социально-экономического развития: проблемы измерения и использования // Российский экономический журнал. 2018. № 4. С. 34-48.
7. GDP Ranking, PPP Based // The World Bank. Data Catalog URL: <https://datacatalog.worldbank.org/search/dataset/0038129/GDP-ranking--PPP-based> (дата обращения: 09.11.2022).
8. **Хесин Е.С.** Экономика Европейского Союза: итоги посткризисного десятилетия // Мировая экономика и международные отношения. 2020. № 1. С. 73-81.
9. ВВП стран мира в 1990-2020 гг. // Svspb.net URL: <https://svspb.net/danmark/vvp-stran-wb.php> (дата обращения: 09.11.2022).
10. **Новиков А.** Постиндустриальное общество – общество знаний // Высшее образование в России. 2008. № 3. С. 108-118.
11. **Лещенко К.Е.** Энергетическая политика Германии: национальный и наднациональный контекст // Записки Горного института. 2013. Т. 201. С. 48.
12. Statistical Review of World Energy // BP.com URL: <https://www.bp.com/en/global/corporate/energy-economics/statistical-review-of-world-energy.html> (дата обращения: 10.11.2022).
13. The influence of technological changes in energy efficiency on the infrastructure deterioration in the energy sector / M.Yu. Shabalova, Yu.L. Zhukovskiya, A.D. Buldyskoa et al. // Energy Reports. 2021. № 7. С. 2664-2680.
14. **Уланов В.Л., Уланова Е.Ю.** Влияние внешних факторов на национальную энергетическую безопасность // Записки Горного института. 2019. Т. 238. С. 474.
15. **Zhukovskiy Y.L., Lavrik A.Yu., Buldysko A.D.** Energy demand side management in stand-alone power supply system with renewable energy sources // Journal of Physics: Conference Series. 2020. № 1753.
16. **Кулигин П.А.** Использование инновационных технологий для достижения энергоэффективности и энергосбережения – путь к энергетической безопасности страны // Записки Горного института. 2011. Т. 191. С. 121.

Шклярский Ярослав Элиевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Общая электротехника» Санкт-Петербургского горного университета

Губарев Максим Андреевич – аспирант кафедры «Общая электротехника» Санкт-Петербургского горного университета

Yaroslav E. Shklyarskiy – Dr. Sci. Tech., Professor, Head: Department of General Electrical Engineering, Saint-Petersburg Mining University

Maxim A. Gubarev – Postgraduate student, Department of General Electrical Engineering, Saint-Petersburg Mining University

Воробьева Валерия Антоновна – студент кафедры «Электроэнергетика и электромеханика» Санкт-Петербургского горного университета

Кузнецова Юлия Николаевна – студент кафедры «Электроэнергетика и электромеханика» Санкт-Петербургского горного университета

Valeriya A. Vorobyova – Postgraduate student, Department of Electric Power Engineering & Electromechanics, Saint-Petersburg Mining University

Yuliya N. Kuznetsova – Postgraduate student, Department of Electric Power Engineering & Electromechanics, Saint-Petersburg Mining University

Статья поступила в редакцию 26.10.22, принята к опубликованию 17.11.22

УДК 681.5.017

ДИСКРЕТНАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА ТЕПЛИЦЫ

В.И. Доманов, Е.В. Певчева

DISCRETE MATHEMATICAL MODEL OF THE DIGITAL GREENHOUSE TEMPERATURE CONTROL SYSTEM

V.I. Domanov, E.V. Pevcheva

Рассмотрена схема стабилизации температуры воздуха в теплице. С помощью Z-преобразования выполнен переход к дискретным передаточным функциям. Проведена проверка их адекватности методом сравнения результатов моделирования с процессами, полученными на передаточных функциях аналогового прототипа. Для рассматриваемой системы определено влияние периода дискретизации на вид переходного процесса.

Ключевые слова: квантование по времени, температура, передаточная функция, Z-преобразование

На основе уравнений теплового баланса [1-5] ранее была получена [6] аналоговая математическая модель теплицы как объекта управления температурой.

Одним из путей повышения точности поддержания заданной температуры в теплице является форсирование процессов теплообмена за счет регулирования объемного расхода теплоносителя с помощью циркуляционных насосов, то есть за счет регулирования их скорости посредством частотных преобразователей. При этом предлагается следующий принцип построения системы стабилизации температуры воздуха в теплице (рис. 1).

На функциональном уровне она содержит два датчика температуры. Первый датчик осуществляет измерение средней температуры воздуха теплицы. Он может представлять собой, например, комплекс

The article considers a scheme for air-temperature stabilization inside a greenhouse. Transition to discrete transfer functions is performed using the Z-transformation. The adequacy of these functions is tested by comparing the simulation results with the processes obtained on the basis of transfer functions of the analog prototype. The impact of the discretization period on the type of the transfer process is determined for the system under consideration.

Keywords: time quantization, temperature, transfer function, Z-transformation

первичных измерителей температуры, распределенных по объему теплицы. Второй датчик дает информацию о температуре наружного воздуха. Рассогласование между заданной и фактической температурой воздуха в теплице подается на два регулятора, которые воздействуют на разные каналы регулирования температуры. Первый регулятор формирует управляющее воздействие на электроприводы заслонок трехходовых клапанов, которые осуществляют оперативное регулирование текущей температуры $T_{\text{вод}}$ теплоносителя (воды) на входе регистров отопления. Второй регулятор управляет электроприводами циркуляционных насосов, обеспечивая необходимое форсирование процессов теплообмена за счет регулирования объемного расхода воды $G_{\text{вод}}$ в РО. Поскольку температура наружного воздуха изменяется по неизвестному зара-

нее закону, предлагается также ввести дополнительное воздействие в канал регулирования $G_{\text{вд}}$ через корректирующее устройство, связанное с датчиком температуры наружного воздуха. Таким образом, электротехнический комплекс стабилизации температуры воздуха в теплице будет иметь не только два канала воздействия на процесс теплообмена, но и осуществлять комбинированное управление как по сигналу рассогласования, так и по внешнему возмущающему воздействию $T_{\text{в.нар.}}$. Очевидно, что одной из задач, стоящей перед электротехническим комплексом стабилизации температуры воздуха в теплице,

является компенсация влияния целого комплекса возмущающих воздействий, таких как: тепловая мощность, передаваемая солнцем воздуху теплицы; тепловая мощность, передаваемая светотехнической установкой; мощность обмена энергией с растениями; интенсивность теплового обмена теплицы с наружным воздухом; потери энергии за счет суммарного испарения воды растениями; потери энергии за счет распыления воды системой увлажнения; интенсивность теплового обмена системой воздушной вентиляции. Эти воздействия представлены на функциональной схеме, приведенной на рис. 1, величиной ΣQ .

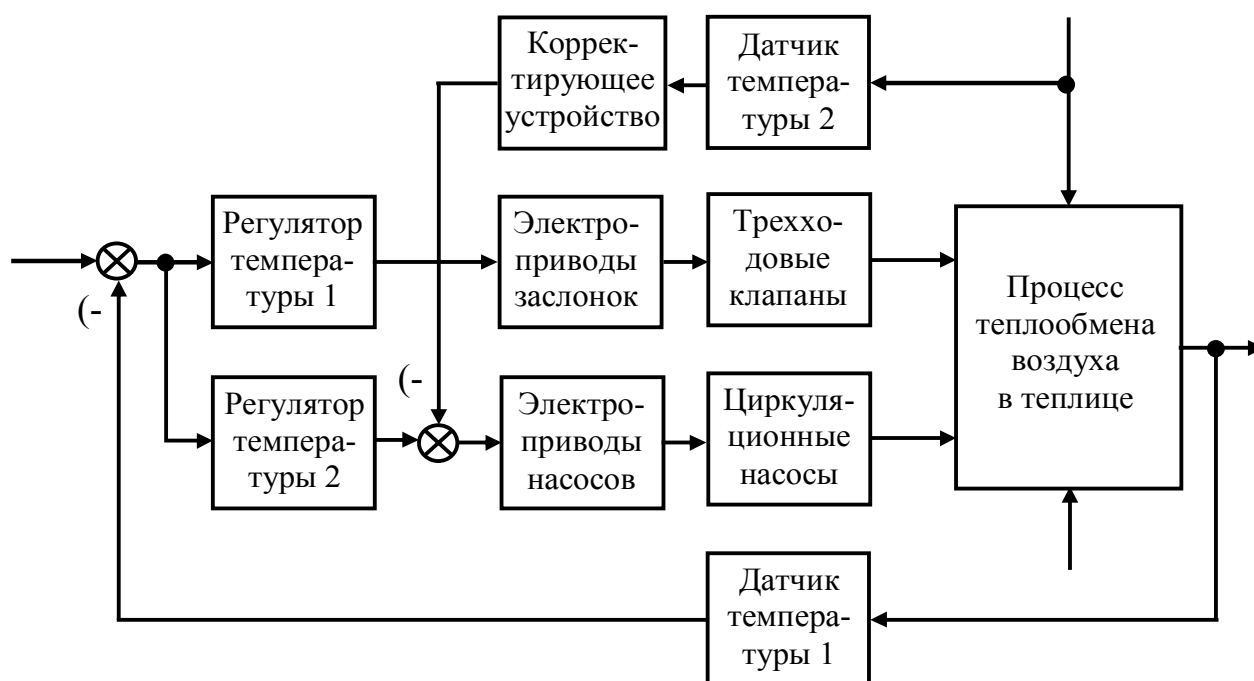


Рис. 1. Функциональная схема электротехнического комплекса стабилизации температуры воздуха в теплице с двумя каналами воздействий и комбинированным управлением

Электротехническим комплексом теплицы управляет климат-компьютер Priva Connexht, который представляет собой цифровое устройство, обладающее квантованием сигналов по времени и по уровню. Климат-компьютер опрашивает весь комплекс датчиков теплицы, в том числе и датчики температуры внутреннего и наружного воздуха, и реализует в цифровом виде требуемые законы регулирования электротехническим комплексом теплицы. С учетом квантования (дискретизации) по времени струк-

турную схему разработанной системы регулирования температуры теплицы можно представить следующим образом (рис. 2).

На структурной схеме приняты обозначения: ИЭ1 – идеальный импульсный элемент первого рода; ИЭ2 – идеальный импульсный элемент второго рода; Э – экстраполятор нулевого порядка. Идеальные импульсные элементы первого рода превращают непрерывную функцию времени в решетчатую [7]. Идеальные импульсные элементы второго рода превращают цифровые коды с выходов

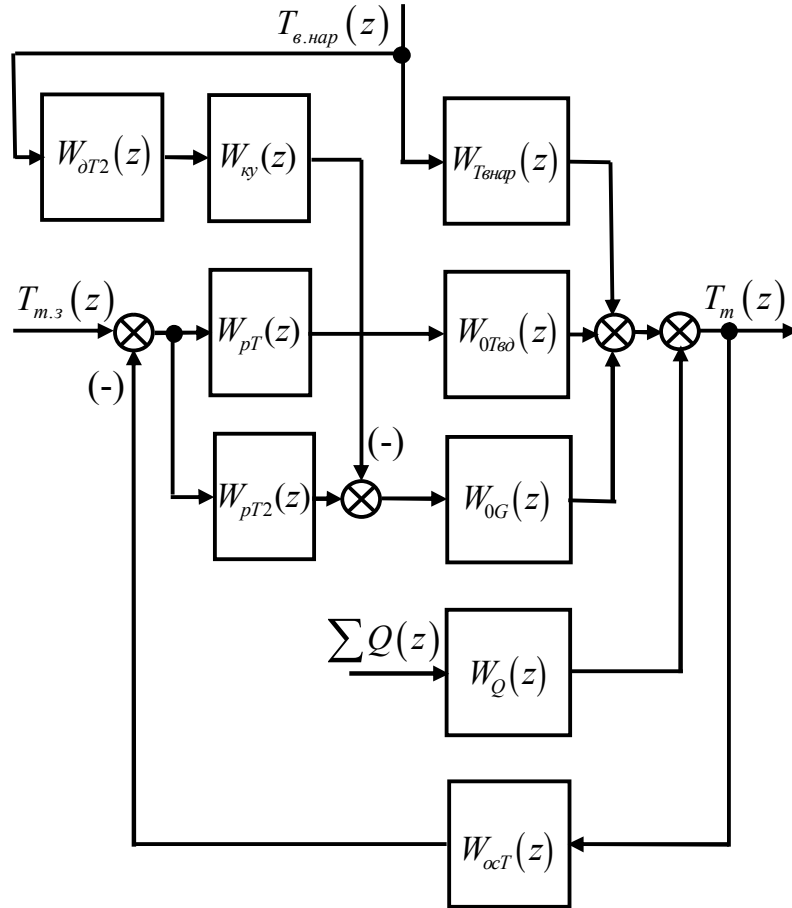


Рис. 3. Структурная схема линейризованной цифровой системы регулирования температуры воздуха в теплице при переходе к дискретным передаточным функциям

В соответствии с общим правилом [7] дискретная передаточная функция $W_{0G}(z)$ будет равна

$$W_{0G}(z) = \frac{b_{03}z^2 + b_{13}z + b_{23}}{(z - d_1)(z - d_2)(z - d_3)}. \quad (3)$$

Дискретную передаточную функцию, связывающую изменение температуры воздуха в теплице с температурой наружного воздуха, определим аналогичным образом:

$$W_{Tвнар}(z) = \frac{b_{04}z^3 + b_{14}z^2 + b_{24}z}{(z - d_1)(z - d_2)(z - d_3)}. \quad (4)$$

Таким же путем найдем передаточную функцию $W_Q(z)$:

$$W_Q(z) = \frac{b_{05}z^3 + b_{15}z^2 + b_{25}z}{(z - d_1)(z - d_2)(z - d_3)}. \quad (5)$$

Дискретные передаточные функции обратной связи по температуре $W_{от}(z)$ и датчика температуры наружного воздуха $W_{от2}(z)$ определяются непосредственно по таблицам z -преобразований [7]:

$$W_{от}(z) = \frac{k_{от}(1 - d_4)}{z - d_4}, \quad (6)$$

$$W_{от2}(z) = \frac{k_{от2}(1 - d_5)}{z - d_5}, \quad (7)$$

где $d_4 = e^{-\frac{T}{\tau_{от}}}$; $d_5 = e^{-\frac{T}{\tau_{от2}}}$.

Полагая, что вычисление производной в цифровых регуляторах осуществляется по формуле первой обратной разности, а интегрирование производится по формуле полной суммы, определим дискретные передаточные функции регуляторов и корректирующего устройства:

$$W_{pT}(z) = k_{pT} \left[\frac{\tau_{pT}(z-1)}{Tz} + 1 \right] = \frac{k_{pT}(\tau_{pT} + T)}{T} \frac{\left(z - \frac{\tau_{pT}}{\tau_{pT} + T} \right)}{z}; \quad (8)$$

$$W_{pT2}(z) = k_{pT2} + \frac{Tz}{\tau_{pT2}(z-1)} = \frac{(k_{pT2}\tau_{pT2} + T)z - k_{pT2}\tau_{pT2}}{\tau_{pT2}(z-1)}; \quad (9)$$

$$W_{ky}(z) = k_{ky} \left[\frac{\tau_{ky}(z-1)}{Tz} + 1 \right] = \frac{k_{ky}(\tau_{ky} + T)}{T} \frac{\left(z - \frac{\tau_{ky}}{\tau_{ky} + T} \right)}{z}. \quad (10)$$

Пользуясь принципом суперпозиции, найдем также дискретную передаточную функцию замкнутой цифровой системы регулирования температуры воздуха в теплице

$$W_{zm2}(z) = \frac{T_m(z)}{T_{m.3}(z)} = \frac{W_{pT}(z)W_{0T\theta d}(z) + W_{pT2}(z)W_{0G}(z)}{1 + W_{ocT}(z)[W_{pT}(z)W_{0T\theta d}(z) + W_{pT2}(z)W_{0G}(z)]}. \quad (11)$$

Подставим в (11) значения полученных ранее дискретных передаточных функций (1), (2), (5)-(8). При этом учтем, что ПД и ПИ регуляторы температуры, кроме всего прочего, должны компенсировать наибольшую по-

стоянную времени τ_3 теплицы, то есть наибольший корень d_3 знаменателей дискретных передаточных функций $W_{0T\theta d}(z)$ и $W_{0G}(z)$. Тогда после несложных преобразований передаточная функция (11) принимает вид

$$W_{zm2}(z) = \frac{b_{06}z^4 + b_{16}z^3 + b_{26}z^2 + b_{36}z + b_{46}}{z^5 + a_{16}z^4 + a_{26}z^3 + a_{36}z^2 + a_{46}z + a_{56}}. \quad (12)$$

Проверку адекватности найденных формул произведем методом сравнения результатов моделирования переходных процессов, полученных по дискретным передаточным функциям и передаточным функциям непрерывного прототипа. Так дис-

кретная передаточная функция (1) при начальных условиях $G_{\theta d0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\theta d} = 90 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_{m0} = 26 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_{в.нар0} = -31 \text{ }^\circ\text{C}$ и периоде дискретизации $T = 5 \text{ с}$ принимает следующее численное значение

$$W_{0T\theta d}(z) = \frac{1,5558 \cdot 10^{-9} z^3 + 1,6358 \cdot 10^{-8} z^2 + 1,5621 \cdot 10^{-8} z + 1,3548 \cdot 10^{-9}}{z^4 - 3,790117 z^3 + 5,37431 z^2 - 3,378254 z + 0,794061}. \quad (13)$$

В то же время передаточная функция непрерывного прототипа составляющей электротехнического комплекса теплицы,

которую описывает выражение (13), имеет такое численное значение:

$$W_{0T\theta d}(p) = \frac{k_{cn1}k_{kl}k_{T\theta d}}{(a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + 1)p} = \frac{0,0004427}{(7092800 p^3 + 326610 p^2 + 1249 p + 1)p}. \quad (14)$$

Расчетная модель, позволяющая построить одновременно графики переходных

процессов по передаточным функциям (13) и (14), представлена на рис 4.

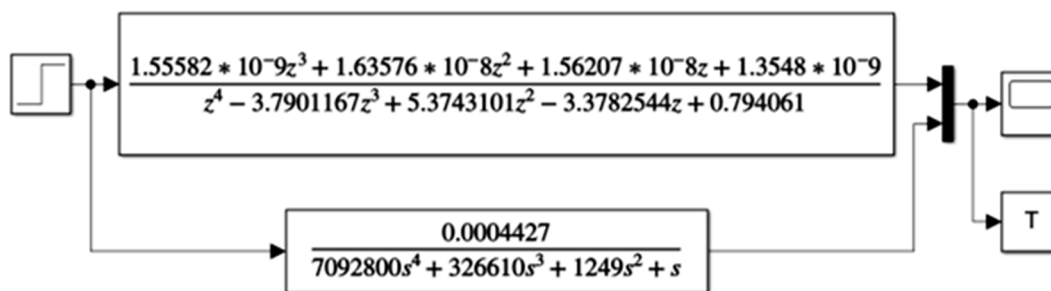


Рис. 4. Расчетная модель, позволяющая построить одновременно графики переходных процессов по передаточным функциям (13) и (14)

Результаты моделирования показывают, что переходные процессы практически совпадают (рис. 5). Цифрой 1 обозначен график, построенный по дискретной пере-

даточной функции (13), а цифрой 2 – график, построенный по передаточной функции (14) непрерывного прототипа.

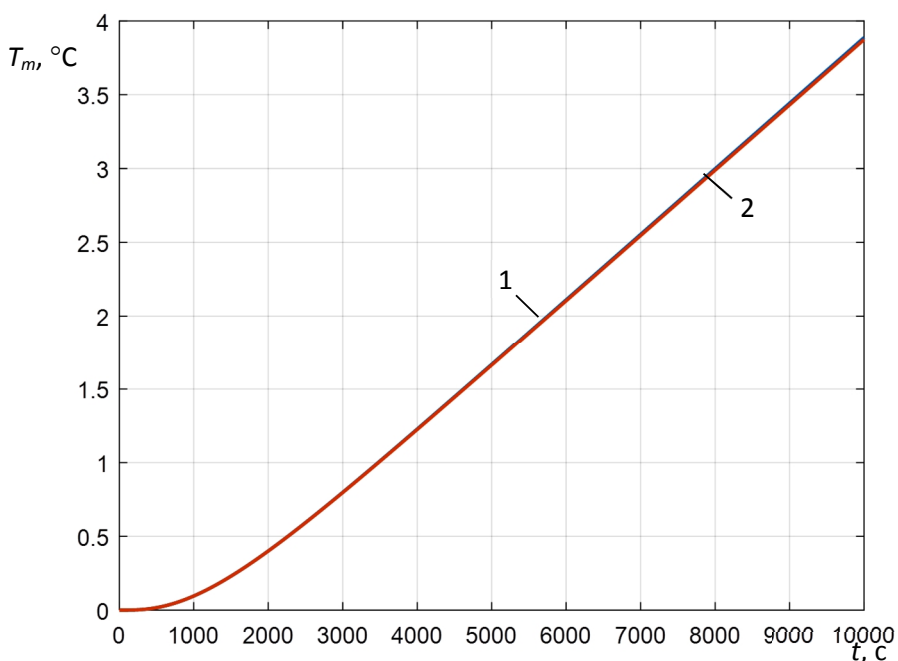


Рис. 5. Графики переходных процессов, построенные по передаточным функциям (13) и (14)

Расхождение графиков в конце временного интервала расчета не превышает 0,34 %. Следовательно, можно утверждать, что дискретная передаточная функция (13), связывающая изменение температуры воздуха в теплице с изменением цифрового

кода на входе электропривода трехходового клапана, адекватна реальным процессам.

При тех же начальных условиях и периоде дискретизации дискретная передаточная функция (3) будет иметь такие численные значения коэффициентов

$$W_{0G}(z) = \frac{6,46369 \cdot 10^{-7} z^2 + 2,44256 \cdot 10^{-6} z + 5,7599 \cdot 10^{-7}}{z^3 - 2,7901167 z^2 + 2,5841934 z - 0,794061}. \quad (15)$$

Передаточная функция непрерывного прототипа в этом случае имеет вид

$$W_{0G}(p) = \frac{k_{cn2} k_{dy} k_{нас} k_{G\psi\psi}}{a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + 1} = \frac{0,233}{7092800 p^3 + 326610 p^2 + 1249 p + 1}. \quad (16)$$

Графики переходных процессов, построенные при моделировании выражений (15) и (16), также показывают хорошее совпадение (рис. 6). Расхождение результатов

по установившемуся значению составляет 0,21 %. Кривая 1 соответствует дискретной передаточной функции (15), а кривая 2 – непрерывной передаточной функции (16).

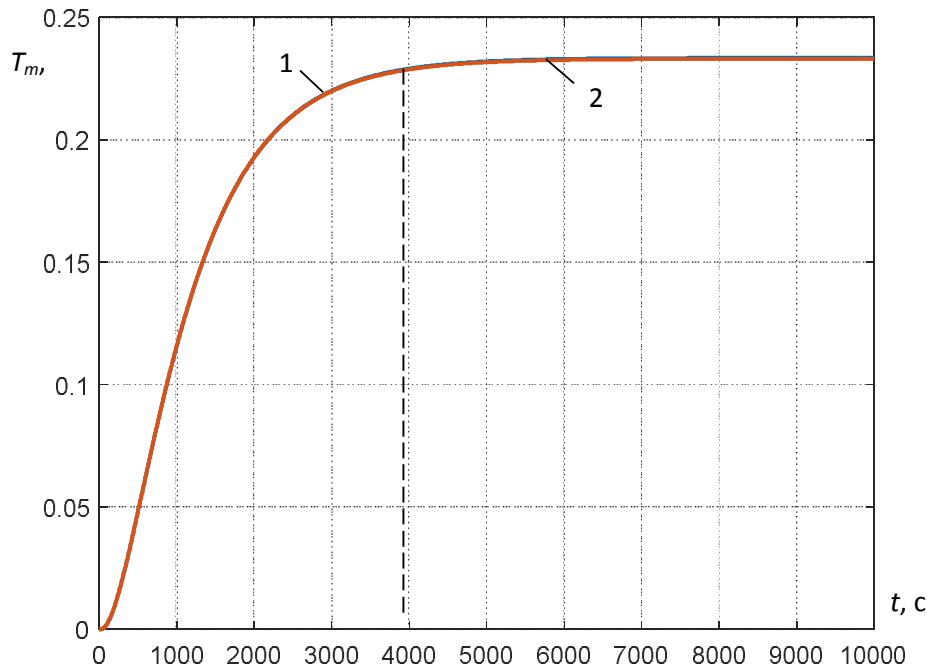


Рис. 6. Графики переходных процессов, построенные по передаточным функциям (15) и (16)

Время переходного процесса равно 3950 с для дискретной модели и 3930 с – для непрерывной. Это позволяет также утверждать, что найденная дискретная передаточная функция (15) адекватна реальным процессам, протекающим в цифро-аналоговой системе регулирования температуры воздуха в теплице и может использоваться при анализе ее работы.

Дискретная передаточная функция (12) разработанной цифровой системы регулирования температуры воздуха в теплице имеет характеристическое уравнение пятого порядка:

$$z^5 + a_{16}z^4 + a_{26}z^3 + a_{36}z^2 + a_{46}z + a_{56} = 0, \quad (17)$$

коэффициенты a_{16} , a_{26} , a_{36} , a_{46} и a_{56} переменны и зависят как от периода дискретизации, так и от начальных условий. Известно, что цифровая система будет устойчивой, если модули корней характеристического уравнения меньше 1. В связи с пере-

численными особенностями уравнение (17) не имеет аналитического решения. Поэтому определение граничного значения периода дискретизации по времени T_{cp} , при котором цифровая система регулирования температуры воздуха в теплице теряет устойчивость, можно осуществить только численными методами.

Применение программы MathCAD позволяет автоматизировать процесс определения граничных значений периода T_{cp} для всего спектра начальных условий. Результаты расчетов представлены в табл. 1.

Из анализа данных табл. 1 следует, что для обеспечения устойчивости цифровой системы, управляющей электротехническим комплексом теплицы, во всем возможном диапазоне изменения начальных условий необходимо задавать период замыкания программного цикла климат-компьютера менее 495 с.

Однако очевидно, что величина периода дискретизации будет влиять на качество работы системы регулирования температуры

воздуха в теплице. Найдем значения дискретной передаточной функции (12) при начальных условиях $G_{\partial 0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\partial 0} = 90^\circ \text{C}$; $T_{m0} = 26^\circ \text{C}$; $T_{в.нар0} = -31^\circ \text{C}$, параметрах настроек регуляторов $k_{pT} = 0,206$, $\tau_{pT} = 891,27 \text{ с}$, $k_{pT2} = 0,087$, $\tau_{pT2} = 10200 \text{ с}$, параметрах электротехнического комплекса $k_{сн1} = 0,023 \text{ В/дискрета}$, $k_{кл} = 0,063 \text{ градус/Вс}$, $k_{сн2} = 1$, $k_{\partial y} = 6,283 \text{ рад}$; $k_{нас} = 0,0002 \text{ м}^3/\text{рад}$, $k_{осT} = 10,23 \text{ дискрет/градус}$, $\tau_{осT} = 20 \text{ с}$ и трех

периодах дискретизации $T = 3 \text{ с}$, $T = 5 \text{ с}$ и $T = 10 \text{ с}$.

Одновременное моделирование дискретных передаточных функций дает следующие графики переходных процессов (рис. 7). Кривая 1 соответствует периоду дискретизации $T = 3 \text{ с}$, кривая 2 – периоду $T = 5 \text{ с}$ и кривая 3 – периоду $T = 10 \text{ с}$. Показатели качества регулирования в функции периода дискретизации сведены в табл. 2.

Таблица 1 – Значения граничного значения периода дискретизации по времени $T_{зр}$ в зависимости от начальных условий

Начальные условия	$G_{\partial 0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\partial 0} = 70^\circ \text{C}$; $T_{m0} = 26^\circ \text{C}$; $T_{в.нар0} = -31^\circ \text{C}$	$G_{\partial 0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\partial 0} = 90^\circ \text{C}$; $T_{m0} = 26^\circ \text{C}$; $T_{в.нар0} = -31^\circ \text{C}$	$G_{\partial 0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\partial 0} = 70^\circ \text{C}$; $T_{m0} = 18^\circ \text{C}$; $T_{в.нар0} = 15^\circ \text{C}$	$G_{\partial 0} = 0,064 \text{ м}^3/\text{с}$; $T_{\partial 0} = 90^\circ \text{C}$; $T_{m0} = 18^\circ \text{C}$; $T_{в.нар0} = 15^\circ \text{C}$
$T_{зр}, \text{ с}$	495	499	661	659

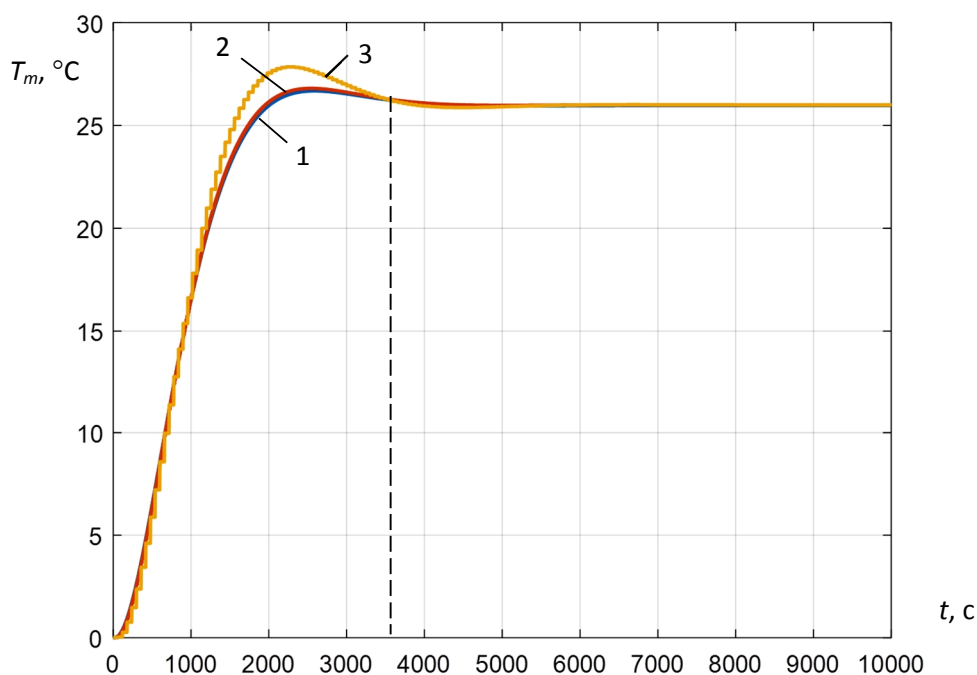


Рис. 7. Графики переходных процессов, построенные по дискретным передаточным функциям для $T = 3 \text{ с}$, $T = 5 \text{ с}$ и $T = 10 \text{ с}$

Таблица 2 – Показатели качества регулирования в зависимости от периода дискретизации T

Номер графика	1	2	3
$T, \text{ с}$	3	5	10
$t_{нм}, \text{ с}$	3080	3100	3280
$\sigma, \%$	2,73	2,78	7,9

Анализ данных табл. 2 позволяет сделать вывод, что уменьшение периода дискретизации приводит к снижению перерегулирования и времени переходного процесса. Однако полученные результаты справедливы только для линеаризованного представления замкнутой системы регулирования температуры воздуха. В действительности рассматриваемая цифровая система нелинейна и обладает ограничением сигналов по уровню.

В результате проведенных исследований:

– получены дискретные передаточные функции цифровой системы регулирования температуры воздуха, которые позволяют

оценить влияние процесса квантования на работу электротехнического комплекса теплицы;

– компьютерное моделирование доказало адекватность полученных дискретных передаточных функций цифровой системы регулирования температуры воздуха в теплице, поскольку их погрешность не превышает 1 % по сравнению с непрерывным прототипом;

– определено, что период дискретизации по времени и период опроса датчиков температуры должны составлять порядка 5 секунд. При этом обеспечивается погрешность поддержания температуры воздуха в теплице, не превышающая 0,3 °С.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Model-based predictive control of greenhouse climate for reducing energy and water consumption / X. Blasco et al. // Computers and Electronics in Agriculture. January 2007. Vol. 55. Iss. 1. P. 49-70.

2. Теория тепломассообмена / под ред. А.И. Леонтьева. Москва: Высшая школа, 1979. 302 с.

3. Семенов В.Г., Крушель Е.Г. Математическая модель микроклимата теплицы // Известия ВолГТУ. 2009. № 6 (54). С. 32-35.

4. Михеев М.А., Михеева И.М. Основы теплопередачи. Москва: Энергия, 1977. 344 с.

5. Лыков А.В. Теория теплопроводности. Москва: Высшая школа, 1967. 599 с.

6. Стариков А.В., Доманов В.И., Певчева Е.В. Математическая модель теплицы как объекта управления электротехническим комплексом // Вопросы электротехнологии. 2022. № 1 (34). С. 66-74.

7. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. Москва: Наука, 1971. 288 с.

Доманов Виктор Иванович – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Ульяновского государственного технического университета

Певчева Елена Викторовна – аспирант кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Ульяновского государственного технического университета

Viktor I. Domanov – Ph.D., Associate Professor, Head: Department of Electric Drive and Automation of Industrial Plants, Ulyanovsk State Technical University

Elena V. Pevcheva – Postgraduate student, Department of Electric Drive and Automation of Industrial Plants, Ulyanovsk State Technical University

Статья поступила в редакцию 11.10.22, принята к опубликованию 23.11.22

УДК 621.31

ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В ГИБКОЙ АВТОНОМНОЙ СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Е.Е. Миргородская, Н.П. Митяшин, М.Н. Тимофеев, А.А. Туманов

POWER REDISTRIBUTION IN A FLEXIBLE AUTONOMOUS POWER SUPPLY SYSTEM

E.E. Mirgorodskaya, N.P. Mityashin, M.N. Timofeev, A.A. Tumanov

В статье рассматривается автономная система электроснабжения (АСЭ), которая состоит из совокупности станций на основе гибридных микрогрид (ГМГ) и системы линий электропередач (ЛЭП), объединяющих их. Каждая ГМГ снабжает электроэнергией потребителей, расположенных в соответствующем регионе. Система ЛЭП предназначена для перераспределения электрической энергии между ГМГ. Это может быть необходимо в ситуациях, когда имеется дефицит генерируемой электроэнергии одних станций и избыток у других. В настоящей статье предлагается математическая модель оптимального управления оперативно изменяемой структурой гибкой системы распределения мощности между микрогрид объединенной системы. Предложены методы нахождения оптимальной структуры системы, отвечающей прогнозам погодных условий и нагрузок на текущий планируемый период.

Ключевые слова: многокритериальная оптимизация, гибкость, автономная система электроснабжения, возобновляемая энергия, микрогрид, нагрузка, градиентный алгоритм, эвристический метод

Введение

Падение цен на аккумуляторы и рост генерации из возобновляемых источников вызывают всплеск интереса к «гибридным» электростанциям, которые сочетают, например, ветровую или солнечную генерирующую мощность с совмещенными батареями, в то время как большая

The article considers an autonomous power supply system, which consists of a set of stations based on hybrid microgrids (HMG) and a system of power lines combining these microgrids. Each HMG meets the local electricity demands of the consumers in a particular region. The transmission line system is designed to redistribute electrical energy between HMGs. This may be essential in situations when some stations face electricity shortages, whereas other stations demonstrate excess electricity generation. This article proposes a mathematical model for optimal control of a strategically changing structure of the system of flexible power distribution between the microgrids of an integrated system. The proposed methods can be effective in finding an optimal structure for the system which could satisfy the weather forecast conditions and loads for the scheduled period.

Keywords: multi-criteria optimization, flexibility, autonomous power supply system, renewable energy, microgrid, load, gradient algorithm, heuristic method

часть текущего интереса связана с созданием ветропарков, фотоэлектрических станций, гибридные электростанции являются более гибко настраиваемыми системами в зависимости от местности, в которой они будут расположены и потребности в электрической энергии, которую должны удовлетворять.

Основными преимуществами гибридных электростанций являются улучшенная диспетчеризация, большая доступность ресурсов, более эффективное преобразование электроэнергии и контроль показателей ее качества [1-3]. Обычно солнечные электростанции производят электроэнергию только в дневное время, гибридная электростанция используя сочетание «солнечная энергия + ветер + аккумулятор» может снабжать электрической энергией 24 часа в сутки в зависимости от доступных ветряных и солнечных ресурсов, а также размера аккумулятора [4-8]. Это позволяет построить автономную систему электроснабжения для удалённых районов, имеющих проблемы при подключении к централизованному электроснабжению [9-12]. При проектировании гибридных электростанций большой интерес вызывают вопросы расположения генерирующего оборудования относительно энергораспределительной инфраструктуры и покрытие потребности в электрической энергии в заданном регионе [13, 14]. В силу различных условий, связанных с климатическими, экологическими и производственными особенностями региона, могут возникать как дефицит, так и избыток мощности, генерируемой отдельными гибридными станциями. Минимизация соответствующих потерь энергии должна быть необходимым условием при проектировании энергораспределительной инфраструктуры. В связи с этим материал настоящей статьи является актуальным.

Постановка задачи

Основу рассматриваемой автономной системы электроснабжения (АСЭ) составляет совокупность станций электроснабжения $\{S_i, i = \overline{1, n}\}$, расположенных в заданном регионе, каждая из которых содержит в качестве источников первичной энергии совокупность солнечных батарей (далее СБ) и ветрогенераторов (ВГ). Каждую такую станцию, ее нагрузку и связывающую их локальную сеть линий электропередач можно рассматривать как гибридную микрогрид [15].

С учетом месторасположения станции S_i и установленной мощности соответствующего оборудования можно говорить о средних значениях мощностей $\bar{P}_{s,i}$ (для СБ) и $\bar{P}_{v,i}$ (для ВГ), генерируемых в рассматриваемый период времени года. Эти значения соответствуют средним наблюдаемым в данной местности и в данный период времени года значениям освещенности и скорости ветра.

В связи с неизбежным отклонением действительных значений освещенности и скорости ветра от средних значений текущие максимальные значения генерируемых мощностей $P_{s,i}$ и $P_{v,i}$ отличаются от средних значений $\bar{P}_{s,i}$ и $\bar{P}_{v,i}$. Максимальное значение генерируемой мощности всем оборудованием станции P_i в данное время при текущих погодных условиях целесообразно выразить так:

$$P_i = P_{s,i} + P_{v,i} = k_{s,i} \cdot \bar{P}_{s,i} + k_{v,i} \cdot \bar{P}_{v,i}.$$

Здесь коэффициенты $k_{s,i}$ и $k_{v,i}$ отражают указанную зависимость генерируемых мощностей $P_{s,i}$ и $P_{v,i}$ от указанных погодных факторов.

Нагрузка станции определяется текущими потребностями производственных, социальных и хозяйственных объектов региона. Соответствующее значение необходимой мощности $P_{n,i}$ для рассматриваемого периода времени может быть спрогнозировано.

Ниже будет рассматриваться функционирование микрогрид на основе станций S_i в течение фиксированного промежутка времени – периода планирования. К периоду планирования предъявляется требование возможности получения надежного прогнозирования изменения рассмотренных выше факторов: погодных условий и значений мощности нагрузки станций.

Наличие прогнозных значений P_i и $P_{n,i}$ позволяет для каждой станции рассчитать разность

$$\delta P_i = P_i - P_{n,i},$$

которая характеризует то, насколько «зеленая» составляющая первичной энергии

станции способна обеспечить питание прогнозируемой нагрузки.

Станции, у которых выполняется условие

$$|\delta P_i| < P_\varepsilon,$$

где P_ε – достаточно малое значение мощности, сравнимое с погрешностями прогнозирования, из дальнейшего рассмотрения удаляются.

Остальные станции можно разделить на две группы.

В первую группу включим станции, для которых $\delta P_i < 0$. У таких станций имеет место дефицит «зеленой» первичной энергии. В микрогрид такой дефицит восполняется за счет работы дизельных генераторов и/или электроэнергии аккумуляторов, накопленной в периоды отсутствия дефицита.

Вторую группу образуют станции с $\delta P_i > 0$, то есть имеющие избыток «зеленой» первичной энергии. Обычно этот избыток используется для накопления электроэнергии в аккумуляторных батареях станций.

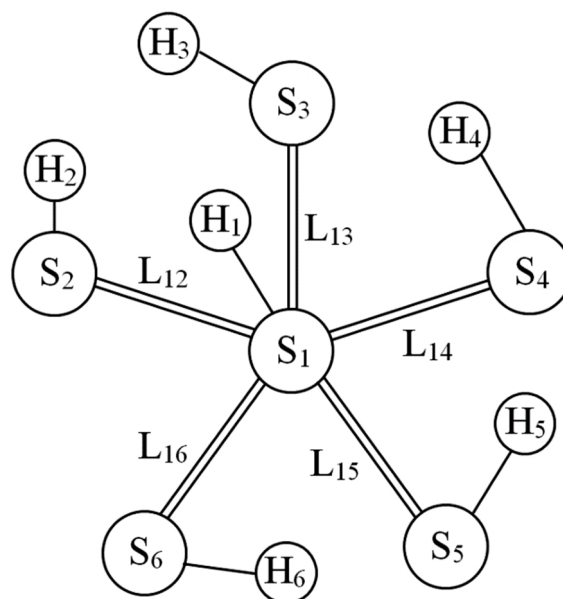
Использование дизельных генераторов в станциях первой группы нежелательно как с экологической, так и экономической точки зрения. В связи с этим перспективным является объединение микрогрид данного региона в общую сеть, позволяющую перераспределять «зеленую» энергию между станциями, полностью или частично восполняя ее дефицит станций первой группы за счет избытка станций второй. Для этой цели необходима система линий электропередач (ЛЭП), осуществляющих такое объединение.

Решение этой задачи в значительной степени зависит от структуры системы ЛЭП, объединяющих ГМГ. В данной работе предполагается, что эта структура имеет звездообразный вид, показанный на рисунке.

Здесь шесть микрогрид соединены пятью ЛЭП $L_{12}, L_{13}, \dots, L_{16}$.

На рисунке через $S_1, S_2, \dots, S_6$ обозначены гибридные микрогрид; $H_1, H_2, \dots, H_6$ – их нагрузки; $L_{12}, L_{13}, \dots, L_{16}$ – ЛЭП, соеди-

няющие соответствующие станции с центральной S_1 .



Звездообразный вид структуры системы ЛЭП, объединяющие гибридные микрогрид

Центральная станция S_1 , помимо основной задачи генерирования электроэнергии, выполняет функции суммирования и распределения энергии при обмене ею между остальными станциями. Это значит, что при распределении энергии необходимая энергия от станций первой группы собирается в центральной станции и распределяется между станциями второй группы.

Заметим, что при звездообразной структуре ЛЭП, соединяющей центральную станцию с каждой станцией, рассчитывают на мощность, не превышающую производительности соответствующей микрогрид. При любой другой структуре придётся рассчитывать на большие мощности, поскольку возможна передача по одной ЛЭП энергии от двух или нескольких станций.

Таким образом, можно утверждать, что звездообразная структура системы ЛЭП, объединяющих станции, оптимальна с точки зрения стоимости самих ЛЭП, а также силового оборудования, обеспечивающего суммирование и распределение мощности.

Помимо выбора оптимальной структуры ЛЭП, осуществляемого одновременно при проектировании АСЭ, необходимо разра-

ботать алгоритм оперативного определения структуры отбора избыточной энергии от станций второй группы и распределения ее между станциями первой группы. В качестве оптимизирующего критерия для оценки вариантов такого алгоритма целесообразно выбрать суммарные потери энергии в той части ЛЭП, которая задействована в передаче мощности от станций второй группы к центральной станции. Естественными ограничениями в этом алгоритме распределения служат значения избыточных мощностей станций второй группы.

Математическая модель оптимального распределения требуемой мощности между станциями второй группы

Выше были введены в рассмотрение первая и вторая группы станций. Сумму абсолютных значений всех значений δP_i станций первой группы, равную общему дефициту «зеленой» мощности в рассматриваемой АСЭ, обозначим через P_b , то есть

$$P_b = \sum_{i \in I_1} |\delta P_i|. \quad (1)$$

Здесь I_1 – множество номеров станций первой группы.

Аналогично общий избыток мощностей «зеленой» мощности равен

$$P_a = \sum_{i \in I_2} \delta P_i, \quad (2)$$

где I_2 – множество номеров станций второй группы.

В зависимости от величин P_a и P_b возможны две ситуации:

$$1. P_a \geq P_b. \quad (3)$$

В этом случае имеется возможность полностью возместить дефицит мощности первой группы за счёт ГМГ второй группы.

$$2. P_a < P_b. \quad (4)$$

В этом случае полное возмещение дефицита невозможно. При этом частичное возмещение требует учёта дополнительных факторов и, в частности, важности нагрузки с точки зрения производственных и социальных соображений. Выделенная часть мощно-

сти $P^* < P_b$, подлежащая возмещению, должна быть равна P_a . Следовательно, задача распределения в этом случае в конечном распределении сводится к ситуации 1.

Критерий оптимальности

В качестве критерия оптимальности целесообразно использовать суммарные потери электроэнергии, передаваемой к центральной станции S_1 от станций второй группы по соответствующим ЛЭП. При звездообразной структуре сети (рис. 1) потери электроэнергии по ЛЭП, соединяющих станции первой группы и станцию S_1 , не зависят от способа распределения требуемой мощности P_b .

Для аналитического выражения данного критерия необходимо иметь выражение для мощности потерь энергии δP в ЛЭП с заданной длиной l при передаче мощности P . В достаточно общем случае мощность потерь в линии можно определить по формуле

$$\delta P = 2 k_n P^2 l. \quad (5)$$

Здесь k_n – коэффициент, зависящий от вида кабеля и его сечения. Ниже будем считать, что величина этого коэффициента одинакова для всех ЛЭП.

Искомое оптимальное распределение избыточной мощности заключается в том, что для каждой станции второй группы S_i необходимо определить некоторую часть избыточной мощности ΔP_i , такую, чтобы выполнялись следующие условия:

$$\Delta P_i \leq \delta P_i; \quad (6)$$

$$\sum_{i \in I_2} \Delta P_i = P_b; \quad (7)$$

$$\sum_{i \in I_2} l_i \Delta P_i^2 \rightarrow \min. \quad (8)$$

Условие 2 состоит в требовании, чтобы потери мощности в ЛЭП при передаче мощностей ΔP_i от станции S_i второй группы к центральной станции S_1 были минимальными.

Заметим, что станция S_1 рассматриваемой оптимизационной модели является особым элементом. В частности, очевидно, что ЛЭП в данном случае отсутствует, т. е.

$l_1 = 0$. Это необходимо учитывать, если ГМГ₁ попадает во вторую группу. При этом соответствующее слагаемое в сумме (8) пропадает. Если же станция S_1 попадает в первую группу, то это никак не отражается на виде функционала минимизации.

Алгоритмы решения задачи оптимизации

Рассмотрим сначала идеальный случай, когда значения избытков для ГМГ второй группы настолько велики, а дефициты ГМГ первой группы достаточно малы, что ограничение (1) можно не учитывать. В этом случае задача оптимизации сводится к следующей задаче условного экстремума.

Необходимо минимизировать сумму

$$F(\Delta \bar{P}_2) = \sum_{I_2} \Delta P_i^2 l_i \quad (10)$$

при условии

$$\sum_{I_2} \Delta P_i = P_b. \quad (11)$$

Такая задача решается методом неопределенных множителей Лагранжа, для чего вводится вспомогательная функция

$$F^*(\Delta \bar{P}_2, \lambda) = F + \lambda \sum_{I_2} (P_b - \Delta P_i). \quad (12)$$

Здесь $\Delta \bar{P}_2$ – искомый вектор мощностей, отбираемых от ГМГ второй группы, координатами которого являются доли ГМГ второй группы ΔP_i ($i \in I_2$) в компенсации общего дефицита P_b мощности ГМГ первой группы; λ – неопределенный множитель Лагранжа.

Для функции $F^*(\Delta \bar{P}_2, \lambda)$ решается задача безусловного экстремума относительно вектора $\Delta \bar{P}_2$ и коэффициента λ .

Необходимые условия безусловного экстремума заключаются в равенстве нулю производных функции F^* по всем координатам вектора $\Delta \bar{P}_2$ и по параметру λ .

В результате получим систему уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial F^*}{\partial \Delta P_i} = 2 l_i \Delta P_i - \lambda = 0; & i \in I_2; \\ \frac{\partial F^*}{\partial \lambda} = P_b - \sum_{I_2} \Delta P_i. \end{cases} \quad (13)$$

Отсюда находим

$$\Delta P_i = \frac{\lambda}{2 l_i}; \quad i \in I_2. \quad (14)$$

Суммируя уравнение (5), получим

$$\sum_{i \in I_2} \Delta P_i = \frac{\lambda}{2} \sum_{i \in I_2} \frac{1}{l_i},$$

откуда с учётом последнего уравнения системы (4) находим

$$\lambda = \frac{2 P_b}{\sum_{i \in I_2} \frac{1}{l_i}}. \quad (15)$$

Подставляя это значение λ в равенства (5), получаем искомое оптимальное распределение мощности P_b по долям ΔP_i от ГМГ второй группы:

$$\Delta P_i = \frac{P_b}{l_i \sum_{j \in I_2} \frac{1}{l_j}}. \quad (16)$$

Рассмотренный частный случай может быть полезен при выборе начального приближения в итерационных алгоритмах решения задач с ограничениями, а также при оценке влияния этих ограничений на оптимальные значения критерия F .

В качестве практического алгоритма решения задачи (7)–(9) можно предложить эвристический алгоритм на основе градиентного метода, описанный ниже.

Эвристический метод решения задачи оптимизации с ограничениями на основе градиентного метода

Градиентный метод (ГМ) широко применяется в задачах оптимизации в случае, когда целевая функция непрерывно дифференцируема по всем переменным. Однако

наличие ограничений вида (7), (8) в классическом варианте метода делает его неприменимым.

Ниже излагается эвристический метод, позволяющий получить применимые решения задачи с ограничениями указанного вида и использующий ГМ как его составляющую часть.

Классический ГМ представляет собой итерационный метод спуска к локальному минимуму целевой функции нескольких переменных.

В рассматриваемом случае целевая функция имеет вид (10)

$$F(\Delta \bar{P}_2) = \sum_{I_2} \Delta P_i^2 \rightarrow \min. \quad (17)$$

Здесь $\Delta \bar{P}$ – вектор искомых значений мощностей ГМГ второй группы. На компоненты ΔP_i этого вектора накладываются следующие условия:

$$\sum_{I_2} \Delta P_i = P_b \quad (18)$$

и

$$\Delta P_i \leq \delta P_i; \quad i \in I_2. \quad (19)$$

Исходя из конкретных значений величины δP_i , являющихся избыточными мощностями для ГМГ второй группы и их удаленностей l_i от центральной ГМГ можно выбрать такую ГМГ из второй группы, для которой условие (19) в оптимальном решении будет выполняться гарантированно. Этому случаю соответствует значительная величина избытка ΔP_i и большая удаленность выбираемой ГМГ l_i от центральной станции. Первое из этих условий облегчает выполнение неравенств (19), а второе затрудняет включение значительной величины ΔP_i^2 в сумму (17) из-за большой величины l_i .

Пусть выбранная таким образом ГМГ имеет индекс i_s . Тогда формулы (17) и (18) можно переписать так:

$$\Delta P_{i_s} = P_b - \sum_{I_2/i_s} \Delta P_i; \quad (18a)$$

$$F(\Delta \bar{P}_2) = \sum_{I_2/i_s} \Delta P_i^2 l_i + \left(P_b - \sum_{I_2/i_s} \Delta P_i \right) l_{i_s}. \quad (17a)$$

В последних формулах символом I_2 / i_s обозначено множество индексов ГМГ второй группы без индекса i_s .

Формулы (17a) и (18a) представляют собой задачу оптимизации, в которых условие (18) учтено автоматически, а минимум ищется по всем переменным ΔP_i , кроме ΔP_{i_2} .

Для реализации ГМ необходимо на каждой итерации рассчитывать частные производные целевой функции по всем индексам I_2 / i_s .

В данном случае, дифференцируя (17a) по ΔP_i для всех i из I_2 / i_s , получим

$$D_i(\Delta \bar{P}) = \frac{\partial F(\Delta \bar{P})}{\partial \Delta P_i} - 2(l_i - l_{i_s}) \Delta P_i. \quad (20)$$

Шаг итераций для всех i из I_2 / i_s осуществляется по формулам

$$\Delta \bar{P}_i^{j+1} = \Delta \bar{P}_i^j - D_i(\Delta \bar{P}^j) h_i. \quad (21)$$

Здесь $\Delta \bar{P}^j$ есть вектор $\Delta \bar{P}$ после j -й итерации, $\Delta \bar{P}_i^{j+1}$ и $\Delta \bar{P}_i^j$ – координаты этого вектора на $(j+1)$ -й и j -й итерациях; h_i – шаг по переменной ΔP_i .

Особенностью излагаемого эвристического метода является применение следующего приёма для учёта ограничений (19).

После каждой итерации проверяются следующие условия по всем i из I_2 / i_s :

$$\Delta P_i^j \leq \delta P_i - P_\varepsilon; \quad i \in I_2 / i_s. \quad (22)$$

Здесь P_ε – достаточно малая величина. Если это условие не выполняется, то, начиная с этой итерации для соответствующей ΔP_i , полагается

$$\Delta P_i = \delta P_i; \quad h_i = 0. \quad (23)$$

Таким образом, мы с этого момента считаем, что избыток мощности i -й ГМГ второй группы полностью исчерпан и поиск значения ΔP_i прекращается.

Отсюда ясен способ выбора i_s -й ГМГ, для которой проверка (22) гарантированно не требуется.

Отметим теперь особый случай, возникающий тогда, когда центральная ГМГ₁ попадает во вторую группу. Поскольку

в этом случае $l_1 = 0$, то выбор ΔP_1 не влияет на целевую функцию. При этом естественно положить

$$\Delta P_1 = \delta P_1, \quad (24)$$

а в формулах (18) и (18а) вместо P_b подставить величину $P_b - \delta P_1$.

Пример решения задачи

В качестве примера рассматривается задача со следующими параметрами.

Вторая группа станций состоит из трех ГМГ с избыточными мощностями $\delta P_a = 6$ МВт, $\delta P_b = 3$ МВт, $\delta P_c = 7$ МВт. Длины ЛЭП, соединяющих центральную станцию с соответствующими ГМГ, равны $l_a = 50$ км, $l_b = 10$ км, $l_c = 70$ км. Мощность, необходимая для распределения между ГМГ второй группы, равна 10 МВт.

Полученные оптимальные значения, найденные с помощью эвристического алгоритма, равны $\Delta P_a = 1,17$ МВт, $\Delta P_b = 3,00$ МВт, $\Delta P_c = 5,83$ МВт.

Для нахождения результата понадобилось 400 итераций.

Эвристический и итерационный характер алгоритма предопределяет возможную ситуацию получения не глобального, а локального оптимума. Поэтому целесообразно многократное его применение при различных исходных приближениях, а также различных выборов ГМГ. Такой приём повышает надежность получения требуемого результата.

Заключение

В статье приводится математическая модель гибкой системы автономного электроснабжения региона, имеющего проблемы с подключением к централизованной системе электроснабжения. Модель позволяет решить задачу оптимального перераспределения нагрузки региона между гибридными микрогрид. Излагаются варианты оптимизационных алгоритмов, приводятся результаты применения эвристического алгоритма к решению конкретной задачи.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Ахмед З.А., Павлюченко Д.А., Лесс В.М. Математическая модель оптимального размещения гибридной электростанции с комбинированным циклом // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2021. № 23 (1). С. 18-32.

2. Optimal Placement of Hybrid Wind-Solar System Using Deep Learning Model / Sundeep Siddula, G.K. Prashanth, Praful Nandankar et al. // International journal of photo-energy. 2022. Vol. 2022. Article ID 2881603, 7 p. <https://doi.org/10.1155/2022/2881603>.

3. Preet Lata, Shelly Vadhera. Optimal placement and sizing of energy storage systems to improve the reliability of hybrid power distribution network with renewable energy sources // Journal of statistics and management systems. 2020. 23:1, 17-31, DOI: 10.1080/09720510.2020.1714147.

4. Панкратьев П.С. Размещение тепловой электростанции в районе с децентрализованным электроснабжением в условиях многокритериальности с учетом неточно

выраженных предпочтений лиц, принимающих решение // Вестник ИрГТУ. 2019. Т. 23. № 2. С. 320-334.

5. Артемьев А.Ю., Шакиров В.А., Яковкина Т.Н. Многокритериальный выбор районов для размещения ветровых электрических станций // Системы. Методы. Технологии. 2016. № 3 (31). С. 116-122.

6. Панкратьев П.С. Размещение тепловой электростанции в районе с децентрализованным электроснабжением с учетом многих критериев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2018. № 2 (38). С. 89-96.

7. Шакиров В.А., Панкратьев П.С. Выбор пункта строительства электростанции в условиях риска методом анализа иерархий // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2014. № 4 (44). С. 141-147.

8. Ranganathan P., Nygard K.E. A distributed linear programming models in a smart grid. Cham: Springer, 2017. 213 p.

9. Optimal microgrid topology design and siting of distributed generation sources using a multi-objective substrate layer coral reefs optimization algorithm / S. Jiménez-Fernández, C. Camacho-Gómez, R. Mallol-Poyato et al. // Sustainability. 2019. Vol. 11 (1). P. 169-190.

10. **Saharia B.J., Brahma H., Sarmah N.** A review of algorithms for control and optimization for energy management of hybrid renewable energy systems // Journal of renewable and sustainable energy. 2018. Vol. 10. P. 1-41.

11. Optimal design of decentralized energy conversion systems for smart microgrids using decomposition methods / T. Schütz, X. Hu, M. Fuchs, D. Müller // Energy. 2018. Vol. 156. P. 250-263.

12. **Статников Р.Б., Матусов Н.Б.** Многокритериальное проектирование машин. Москва: Знание, 1989. 48 с.

13. A technique for multicriteria structural optimization of a complex energy system based on decomposition and aggregation / E. Mirgorodskaya, N. Mityashin, Y. Tomashevskiy et al. // Studies in Systems, Decision and Control. 2021. Vol. 337. P. 194-208.

14. **Wagner H.M.** Principles of operations research: with applications to managerial decisions. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1975. 1039 p.

15. **Тимофеев М.Н., Тимофеев А.Н.** Использование системного подхода для выбора структуры гибридной электростанции на примере Саратовской области // XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. 2018. Т. 7. № 4 (44). С. 61-66.

Миргородская Екатерина Евгеньевна – кандидат технических наук, доцент кафедры «Системотехника и управление в технических системах» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Митяшин Никита Петрович – доктор технических наук, профессор кафедры «Системотехника и управление в технических системах» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Тимофеев Максим Николаевич – ассистент кафедры «Системотехника и управление в технических системах» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Туманов Алесей Андреевич – бакалавр кафедры «Системотехника и управление в технических системах» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Ekaterina E. Mirgorodskaya – PhD, Associate Professor, Department of Systems Engineering and Control in Technical Systems, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Nikita P. Mityashin – Dr. Sc., Professor, Department of Systems Engineering and Control in Technical Systems, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Maxim N. Timofeev – Assistant Lecturer, Department of Systems Engineering and Control in Technical Systems, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Aleksey A. Tumanov – bachelor, Department of system engineering and control in technical systems, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 12.12.22, принята к опубликованию 27.12.22

УДК 621.31

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМОМ ЗАТЯГИВАНИЯ ВЫСОКООТВЕТСТВЕННЫХ БОЛТОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Д.А. Вырыханов, И.А. Камендровский

TIGHTENING CONTROL ALGORITHM OF HIGH-STRENGTH BOLTED JOINTS

D.A. Vyrykhanov, I.A. Kamendrovsky

Предложен режим управления электроинструментом, применяемым для затяжки болтовых соединений, обеспечивающий управление по требуемому максимальному моменту натяга на основании данных о потребляемом токе. Предложенный алгоритм исключает необходимость использования пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора электропривода.

Ключевые слова: электроинструмент, болтовые соединения, момент затягивания

An advanced control mode has been developed for electric tools to be applied in bolt tightening. This mode ensures control in line with the required maximum preload torque based on the data relating the current consumed. The proposed algorithm helps to avoid the need for using a proportional integral-differential regulator of the electric drive.

Keywords: power tool, bolted joint, tightening torque

При производстве автомобильной техники важно обеспечить требуемую степень затяжки болтовых соединений. В отношении автомобильной промышленности применяется стандарт VDI/VDE 2862, регламентирующий необходимость избыточного мониторинга болтовых соединений, измерения процесса затягивания, а также документирования каждого крепления. Примером реализации данного стандарта является технология компании Rexroth Bosch Group [1] представляющая собой программно-аппаратную платформу контроля степени затяжки болтовых соединений. По утверждению производителя данной платформы, она обеспечивает высокую надежность крепления, увеличивает производительность производственной линии, повышает энергоэффективность производства. За счет применения специализированного режима управления электроинструментом осуществляется точная затяжка винтовых со-

единений, а также документирование каждой операции в специализированной электронной базе данных. По сравнению с существующими пневматическими системами затяжки применение данной технологии позволяет сэкономить до 50 % энергии и на 90 % снизить выбросы CO₂. Срок окупаемости внедрения технологии оценивается в несколько лет. Структурная схема предлагаемого компанией Rexroth Bosch Group решения представлена на рис. 1. Информационная подсистема позволяет быстро настраивать параметры технологических операций при настройке и модернизации производств. Управляемые гайковерты обеспечивают номинальный момент от 0,6 до 1000 Н·м.

Конструктивно затяжной шпиндель представляет собой модульную конструкцию, представленную на рис. 2, содержащую два измерителя момента. Мониторинг и защита электродвигателей осуществляет-

ся программно-аппаратным комплексом в составе контроллеров управления. Программное обеспечение, установленное на ЭВМ, позволяет формировать циклограм-

мы затяжки, осуществлять комплексную диагностику систем затяжки с возможностью анализа динамических кривых и статистики для оптимизации процесса.

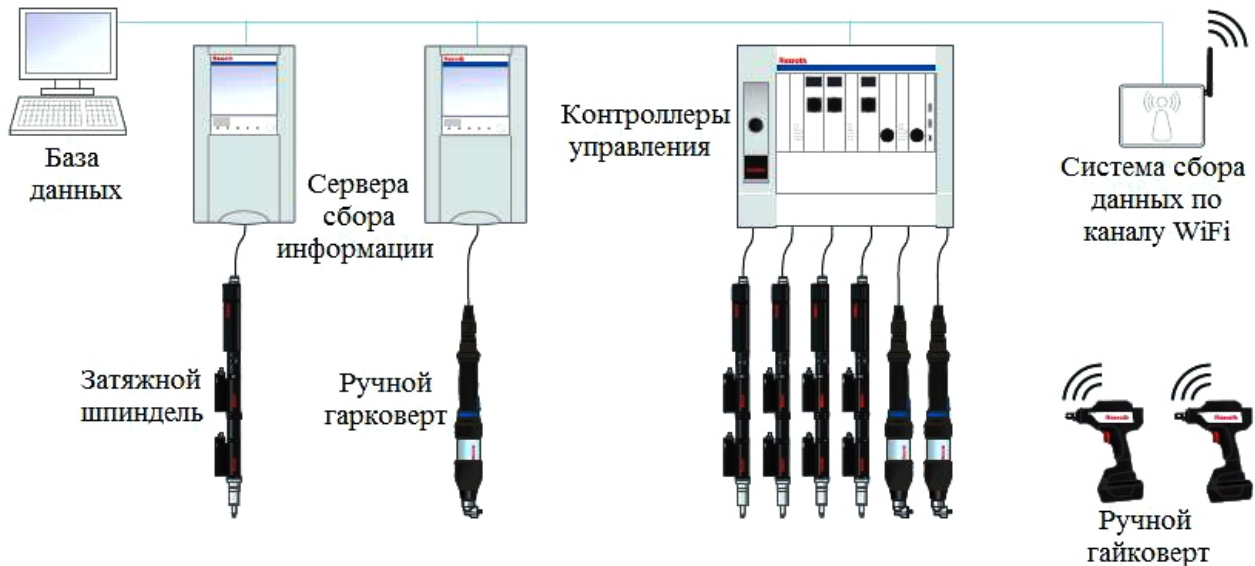


Рис. 1. Система автоматизированного контроля операций затягивания болтовых соединений компании Rexroth Bosch Group

Недостатком представленной платформы управления электроинструментом является необходимость использования специализированных датчиков крутящего момента, которые в количестве двух штук устанавливаются на каждый затяжной шпиндель, что повышает ее стоимость. Совершенствование аналогичных систем включает две задачи:

а) замещение источника информации о развиваемом электроприводом силовом моменте с отказом от использования относительно дорогих дублированных датчиков момента, например используя способ, предложенный в [2];

б) разработка алгоритма управления, позволяющего сформировать требуемую траекторию поворота выходного вала затяжного шпинделя, исключающую перерегулирование заданной функции. В настоящей статье предлагается возможный вариант алгоритма управления движением выходного вала затяжного шпинделя.

Современное развитие приводных систем (электрических, гидравлических, пневматических) характеризуется совершенствованием алгоритмов управления [3, 4].

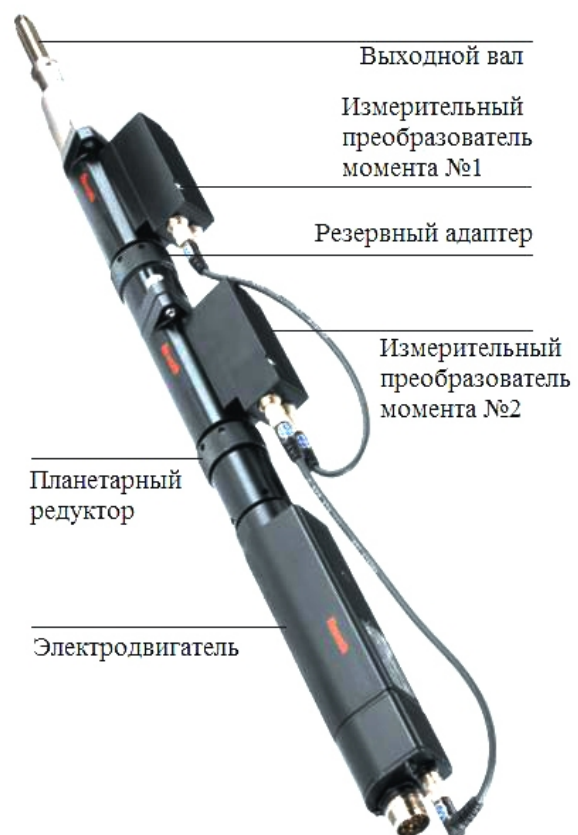


Рис. 2. Конструкция автоматизированного затяжного шпинделя

При этом современный уровень развития программно-аппаратных возможностей позволяет перейти к определению оптимальных параметров системы управления (например, коэффициентов ПИД-регуляторов) в реальном времени как динамически изменяющихся величин в зависимости от фактического режима и заданных параметров рабочих процессов электропривода. Поэтому является актуальной задачей разработка оптимальной математической модели, описывающей динамический процесс работы привода во временной и фазной плоскостях. В настоящей работе предложена математическая модель, описывающая оптимальное управление приводной системой на основании представления прогнозной величины изменения расхождения между заданной и фактической скоростями в виде экспоненциальной функции.

Второй закон Ньютона для выходного вала затяжного шпинделя имеет следующий вид:

$$J \frac{\Delta v}{\Delta t} = M_{\Sigma}, \quad (1)$$

где J – момент инерции вращающихся частей электропривода; v – угловая скорость вращения выходного вала электродвигателя; Δt – промежуток времени усреднения расчетов (линеаризации модели); M_{Σ} – суммарный силовой момент, приложенный к выходному валу электропривода.

Зависимость между изменением угловой координаты α и ее средней скоростью v_{cp} за рассматриваемый промежуток времени можно записать в следующем виде:

$$v_{cp} = \frac{v_1 + v_2}{2} = v_1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta \alpha}{\Delta t}, \quad (2)$$

где v_1, v_2 – мгновенные значения угловой скорости в моменты времени t и $t + \Delta t$, соответственно. Выразив из (2) промежуток времени Δt , подставим его значение в (1) и после сокращения получим:

$$J \frac{\Delta v^2}{\Delta \alpha} = M_{\Sigma}. \quad (3)$$

Суммарный силовой момент на валу электропривода можно выразить в виде разности $M_{\Sigma} = M_{эл.м.} - M_{сopr}$, где $M_{эл.м.}$ – электромагнитный момент, развиваемый электродвигателем; $M_{сopr}$ – силовой момент сопротивления вращению выходного вала электропривода.

Рассмотрим переходной процесс изменения скорости движения управляемого элемента, сопоставив его некоторой заданной, требуемой скорости движения (рис. 1). Допустим в момент времени t_1 наблюдается разность между заданной $V_{з(t_1)}$ (точка **a** на рис. 1) и фактической $V_{ф(t_1)}$ скоростями движения управляемого объекта (точка **b** на рис. 1). При этом также наблюдается произвольная разность между заданной и фактической координатами:

$$\Delta \alpha_{t_1} = \alpha_{з(t_1)} - \alpha_{ф(t_1)} \pm \Delta \alpha_{дон}, \quad (4)$$

где $\Delta \alpha_{дон}$ – допустимая погрешность управления.

Задачей управления является максимально быстрое устранение расхождений между заданной и фактической координатами (что одновременно приведет к стремлению друг к другу фактической и заданной скоростей). Предлагаемый процесс достижения целей регулирования представлен на рис. 3. Он состоит из двух этапов, на первом в течение промежутка времени $\Delta t = t_2 - t_1$ происходит максимально возможное наращивание скорости управляемого объекта в сторону заданного движения. При этом момент времени t_2 должен соответствовать началу процесса приближения фактической скорости к заданному значению, по экспоненциальной функции (отрезок **df** на рис. 3). Допуская, что в момент времени t_3 расхождение между заданной и фактической координатами достигнет допустимого значения, требуемое качество управления будет достигнуто при выполнении следующего условия:

$$\int_{t_1}^{t_2} (V_{z(t \in t_1 \dots t_2)} - V_{\phi(t \in t_1 \dots t_2)}) dt + \int_{t_2}^{t_3} (V_{z(t \in t_2 \dots t_3)} - V_{\phi(t \in t_2 \dots t_3)}) dt + \Delta \alpha_{t_1} = 0, \quad (5)$$

где $V_{z(t \in t_1 \dots t_2)}$ – заданное значение скорости перемещения управляемого объекта; $V_{\phi(t \in t_1 \dots t_2)}$ – фактическая скорость движения объекта управления; $V_{z(t \in t_2 \dots t_3)}$ – зависимость заданной скорости от времени в промежутке времени $(t_2 \dots t_3)$. Исходя из невозможности в общем случае прогнозирования данной зависимости, принимаем значение данной величины за константу, равную величине скорости в момент времени t_2 :

$$V_{z(t \in t_2 \dots t_3)} = V_{z(t_2)} = \text{const}; \quad (6)$$

$V_{\phi(t \in t_2 \dots t_3)}$ – зависимость фактической скорости от времени в промежутке времени $(t_2 \dots t_3)$. Данную зависимость требуется сформировать таким образом, чтобы фактическая скорость стремилась к заданному значению, то есть $V_{\phi(t \in t_2 \dots t_3)} \rightarrow V_{z(t_2)}$ по экспоненциальному закону, то есть

– при $V_{z(t_2)} < V_{\phi(t_2)}$:

$$V_{\phi(t \in t_2 \dots t_3)} = V_{z(t_2)} + |V_{z(t_2)} - V_{\phi(t_2)}| e^{-w(t-t_2)}; \quad (7a)$$

– при $V_{z(t_2)} \geq V_{\phi(t_2)}$:

$$V_{\phi(t \in t_2 \dots t_3)} = V_{z(t_2)} - |V_{z(t_2)} - V_{\phi(t_2)}| e^{-w(t-t_2)}, \quad (7b)$$

где w – максимально возможное ускорение, формируемое электроприводом.

Подставляя (6), (7a) в (5), после преобразования получим, рассматривая далее режим, при котором $V_{z(t_2)} < V_{\phi(t_2)}$:

$$-\Delta \alpha_{t_1} = I + |V_{z(t_2)} - V_{\phi(t_2)}| \int_{t_2}^{t_3} e^{-w(t-t_2)} dt, \quad (8)$$

$$\text{где } I = \int_{t_1}^{t_2} (V_{z(t \in t_1 \dots t_2)} - V_{\phi(t \in t_1 \dots t_2)}) dt.$$

Вводя новую переменную интегрирования $\tau = t - t_2$ и учитывая, что $d\tau = dt$ (так как $t_2 = \text{const}$ в рассматриваемый момент времени принятия решения), получим

$$-\Delta \alpha_{t_1} = I + |V_{z(t_2)} - V_{\phi(t_2)}| \frac{1 - e^{-w(t_3-t_2)}}{w}. \quad (9)$$

Решим уравнение (9) относительно мгновения времени t_3 :

$$t_3 = \frac{\log \left(\frac{I + \Delta \alpha_{t_1} \pm \Delta \alpha_{\text{don}}}{B} + 1 \right)}{-w} + t_2, \quad (10)$$

где $B = |V_{z(t_2)} - V_{\phi(t_2)}|$. Из неравенства $t_3 > t_2$ следует, что в уравнении (10) должно выполняться условие:

$$I < -\Delta \alpha_{t_2}. \quad (11)$$

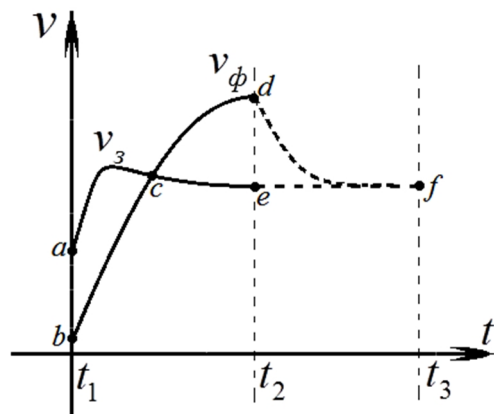


Рис. 3. Переходный процесс изменения функций заданной и фактической скоростей

Таким образом, в произвольный момент времени необходимо оценивать возможность достижения величины заданной координаты согласно изменению фактической скорости по экспоненциальному зако-

ну (8), на основании которой рассчитывается величина относительного расстояния между заданным и фактическим значением, которое выбирается за промежуток времени ($t_2 \dots t_3$):

$$\Delta\alpha_{t_3} = \Delta\alpha_{t_2} - V_{z(t_2)}(t_3 - t_2) \cdot \frac{1 - e^{-w(t_3 - t_2)}}{w} \rightarrow \pm\Delta\alpha_{don}. \quad (12)$$

Таким образом, достижение требуемой координаты и заданной скорости изменения пространственного местоположения подвижного вала системы электропривода будет выполнено при соблюдении следующих условий:

– равенства относительного перемещения выходного вала и заданного значения координаты расстоянию между заданным и фактическим положениями в начальный момент времени:

$$\Delta\alpha_{t_1} = \int_{t_1}^{t_3} (V_{z(t)} - V_{\phi(t)}) dt, \quad (13)$$

где $\Delta\alpha_{t_1}$ – разница пространственных координат (линейных или угловых) между заданным и фактическим местоположением в момент времени t_1 ; $V_{z(t)}$ – заданное значение скорости движения, динамически меняющееся в зависимости от изменения заданной координаты; $V_{\phi(t)}$ – фактическая скорость; t_3 – момент времени, в который наступает условие $\Delta\alpha_{t_3} = 0$.

– равенство заданных фактической и заданной скоростей:

$$V_{\phi(t_3)} = V_{z(t_3)}. \quad (14)$$

Одновременно обеспечить условия (13), (14) возможно при:

1) превышении фактической скорости над заданным значением (чтобы «догнать» заданное местоположение);

2) постоянном контроле величины $\Delta\alpha_{t_1}$ (13) и проверке соблюдения условия:

$$\Delta\alpha_{t_1} = \int_{t_1}^{t_2} (V_{z(t)} - V_{\phi(t)}) dt + \int_{t_2}^{t_3} (V_{z(t)} - V_{\phi(t)}) dt, \quad (15)$$

или, согласно (12):

$$\Delta\alpha_{t_2} = V_{z(t_2)}(t_3 - t_2) \cdot \frac{1 - e^{-w(t_3 - t_2)}}{w} \pm \Delta\alpha_{don}, \quad (16)$$

при котором второй интеграл в правой части равенства (15) определяется предполагаемой наперед заданной скоростью

$$V_{z(t)} \Big|_{t_2}^{t_3} = \text{const} = V_{z(t_2)}; \quad (17)$$

$$V_{\phi(t)} = V_{\phi(t_2)} - \Delta V (1 - e^{-wt}). \quad (18)$$

Формирование фактической скорости в виде функции, экспоненциально приближающейся к заданному значению, позволяет выполнить условие (6) с минимальной величиной перерегулирования, в пределе стремящейся к нулю.

Качество управления электроприводом должно обеспечиваться на следующих промежутках времени:

1) промежутке времени, значительно превышающем интервал времени расчета математической модели управления электроприводом, то есть $t_3 - t_2 \approx \Delta t$, что обеспечит минимальное перерегулирование электропривода;

2) промежутке времени, численно сопоставимом с длительностью цикла расчетов расчета (промежутка времени линеаризации модели электропривода) математической модели управления электроприводом, то есть $t_3 - t_2 \approx \Delta t$, что обеспечит минимум погрешности отслеживания заданного сигнала управления электроприводом.

При выполнении условия $t_3 - t_2 \approx \Delta t$, где Δt будет являться промежутком времени интегрирования линеаризованной модели управляемого электропривода, выражение (16) сведется к форме

$$\Delta\alpha_{t_2} = V_{3(t_2)} \Delta t \frac{1 - e^{-w\Delta t}}{w} \pm \Delta\alpha_{don}, \quad (19)$$

откуда

$$\frac{\Delta\alpha_{t_2}}{\Delta t} = v = V_{3(t_2)} \frac{1 - e^{-w\Delta t}}{w} \pm \frac{\Delta\alpha_{don}}{\Delta t}. \quad (20)$$

Выразив из (3) значение $\Delta\alpha$, после деления на Δt получим

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta t} = \frac{J}{M_\Sigma} \frac{\Delta v^2}{\Delta t} = \frac{J w}{M_\Sigma} \Delta v. \quad (21)$$

Для момента времени t_2 , приравняем правые части равенств (20) и (21) и выразим величину суммарного момента:

$$M_\Sigma = \frac{J w_{\max} \Delta v}{V_{3(t_2)} \frac{1 - e^{-w_{\max} \Delta t}}{w_{\max}} \pm \frac{\Delta\alpha_{don}}{\Delta t}}, \quad (22)$$

где $w_{\max} = M_{\Sigma\max} / J$ – максимально возможное ускорение движения подвижного элемента привода, определяемое из отношения максимального суммарного момента $M_{\Sigma\max}$ к моменту инерции J .

Выражение (21) определяет значение суммарного момента, который необходимо сформировать на валу приводной системы в промежуток времени от t_2 до t_3 – момента времени выполнения условий (13), (14). При этом величина изменения скорости Δv должна определяться исходя из ее заданного экспоненциального изменения согласно (18).

Таким образом, на основании представленного анализа алгоритм управления приводом запишется следующими выражениями:

$$\begin{aligned} & \text{– при } \Delta\alpha_{t_2} - V_{3(t_2)} \Delta t \frac{1 - e^{-w\Delta t}}{w} > \Delta\alpha_{don}: \\ & M_\Sigma = M_{\Sigma\max}, \end{aligned} \quad (23a)$$

$$\text{– при } \Delta\alpha_{t_2} - V_{3(t_2)} \Delta t \frac{1 - e^{-w\Delta t}}{w} \leq \Delta\alpha_{don}:$$

$$M_\Sigma = \frac{J w_{\max} \Delta v}{V_{3(t_2)} \frac{1 - e^{-w_{\max} \Delta t}}{w_{\max}} \pm \frac{\Delta\alpha_{don}}{\Delta t}}. \quad (23б)$$

Апробация предлагаемого метода управления приводом согласно (22) проведена с помощью математического моделирования выражений (1), (22). На рис. 4 представлен переходный процесс достижения заданной координаты, которая линейно возрастает с некоторой скоростью, фактической координаты при изменении суммарного момента, прикладываемого к подвижной части привода согласно (22).

Определение фактически развиваемого на выходном валу затяжного шпинделя силового момента возможно на основании следующего выражения [2]:

$$M_{\text{мех}} = \frac{1}{2V_\phi} \sum_{j=1}^{j=3} i_j \left(\frac{d\psi_j}{dt} - L_j \frac{di_j}{dt} \right), \quad (24)$$

где $j \in (1, 2, 3)$ – номер фаз обмоток электродвигателя, приводящего выходной вал затяжного шпинделя в движение; $d\psi_j / dt$ – противоЭДС, наблюдаемая на электрических контурах; ψ_j – потокосцепление j -й обмотки электродвигателя; $L_j = \psi_j / i_j$ – отношение величины суммарного потокосцепления j -й обмотки электродвигателя шпинделя, сформированного собственными или внешними источниками магнитодвижущей силы к величине тока i_j в данной обмотке. Величины токов i в обмотках регистрируются датчиками тока; потокосцепления ψ – определяются расчетным путем; величины индуктивностей обмоток L являются конструктивными параметрами и заранее известны. Учитывая зависимость силового момента, развиваемого электродвигателем от токов в его обмотках $M_{\text{мех}} = f(i_j)$, $j \in (1, 2, 3)$, алгоритм управления (23а), (23б) наиболее целесообразно реализовать с помощью широтно-импульсной модуляции питающего обмотки электродвигателя напряжения, процент заполнения которой должен быть прямо пропорционален разности между требуемым (23а), (23б) и фактическим силовым моментом (24).

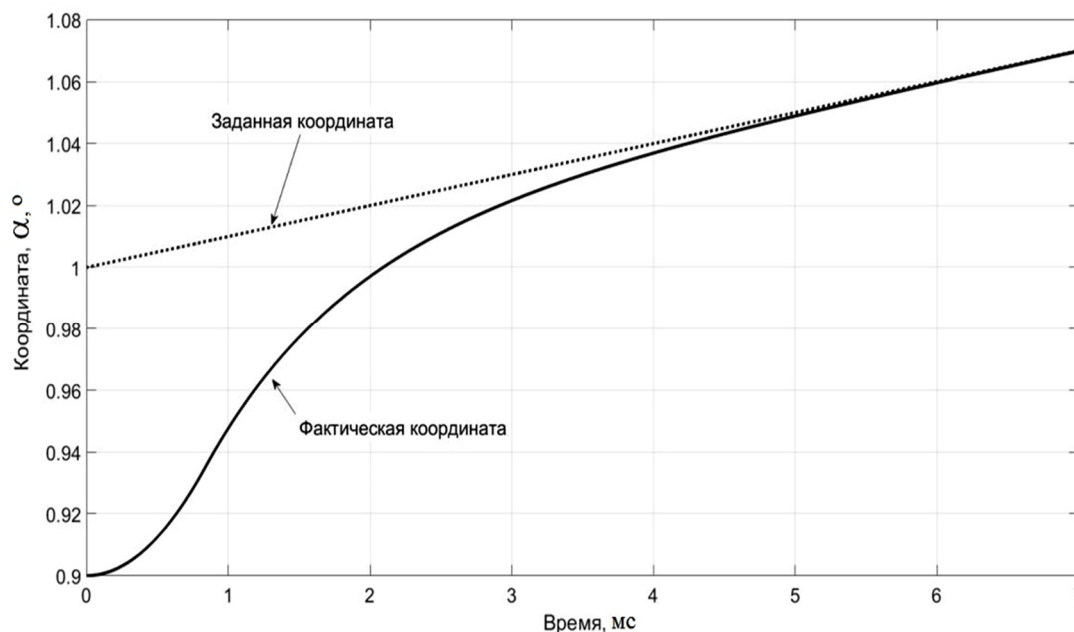


Рис. 4. Переходный процесс управления координатой привода

Выводы

Предложен алгоритм управления приводом на основании управления моментом, приложенным к подвижной части привода. Возможность осуществления управления на основании предложенного алгоритма под-

тверждена результатами математического моделирования. Данный алгоритм может найти применение при управлении электроприводом с моментными электродвигателями, в том числе в высокоответственных приложениях.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Electric tightening systems – Increased productivity and reliability / The Drive & Control Company R999000267 (2013-09).
2. Бездатчиковое определение электромагнитного силового момента формируемого электрическими двигателями / Д.А. Вырыханов, И.С. Коробейников, Г.Г. Угаров, А.Г. Сошинов // Машиностроение: сетевой электронный журнал. 2022. Т. 9. № 1. С. 14-18. DOI: 10.24892/RIJE/20220103.

3. Li Y., Ang K., Chong C. Patents, software, and hardware for PID control – an overview and analysis of the current art // IEEE Control Systems Magazine. 2006. № 26 (1). P. 42-54.
4. Устойчивость интеллектуальных систем автоматического управления / И.М. Макаров, В.М. Лохин, С.В. Манько и др. // Информационные технологии. 2013. № 2. 32 с.

Вырыханов Денис Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Камендровский Илья Алексеевич – студент Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Denis A. Vyrykhanov – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Power Supply and Electrical Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Илья А. Kamendrovsky – Postgraduate student Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 05.12.22, принята к опубликованию 23.12.22

**АЛЕКСАНДР РОАЛЬДОВИЧ
ЛЕПЕШКИН**
(к 65-летию со дня рождения)



Профессор Национального исследовательского университета – Московского энергетического института и Московского авиационного института (национального исследовательского университета), действительный член Академии электротехнических наук, доктор технических наук Александр Роальдович Лепешкин родился 18 декабря 1957 г. в поселке Косино Московской области. В 1975 г. после окончания средней школы г. Лыткарино Московской области поступил в Московский энергетический институт на Электроэнергетический факультет (кафедра Гидроэнергетики) и в 1982 г. получил диплом по специальности «Гидроэлектроэнергетика». В то время заведующим кафедрой гидроэнергетики был член-корреспондент АН СССР П.С. Непорожний.

С 1994 г. сотрудничает с кафедрой «АЭТУС» МЭИ и много лет – с кафедрами «Электроэнергетика и электротехника» и «Материаловедение и биомедицинская инженерия» СГТУ имени Гагарина Ю.А.

В 1982-1985 гг. работал инженером, младшим научным сотрудником в Энергетическом институте имени Г.М. Кржижановского в отделе, которым руководил член-корреспондент АН СССР Л.С. Попырин, и принимал участие в решении проблем развития гидроэнергетики, возобновляемой и общей энергетики. По результатам его работ опубликованы статьи в научных трудах ЭНИИ имени Г.М. Кржижановского и Гидропроекта имени С.Я. Жука.

В 1985-2020 гг. работал начальником научно-исследовательского сектора в Центральном институте авиационного моторостроения им. П.И. Баранова, принимал участие в испытаниях деталей (дисков, лопаток турбин и др.) авиационных двигателей с использованием индукционного нагрева, участвовал в модернизации электрооборудования специальных испытательных и разгонных стендов и в разработке и внедрении новых устройств и методов индукционного нагрева вращающихся и непо-

движных деталей, защищенных патентами РФ на изобретения. В 1992 г. А.Р. Лепешкин поступает в аспирантуру ЦИАМ. В 1997 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка расчетно-экспериментальной методологии моделирования термомеханического нагружения дисков и лопаток турбин ГТД с использованием индукционного нагрева», а в 2007 г. после окончания докторантуры МЭИ докторскую на тему «Разработка скоростных режимов индукционного нагрева изделий с учетом термонапряжений». По обеим его защищенным диссертациям научным консультантом был известный ученый, заслуженный деятель науки РФ, заслуженный профессор МЭИ Кувалдин А.Б. С 2003 по 2009 гг. А.Р. Лепешкин был лучшим изобретателем ЦИАМ. Академик РАН О.Н. Фаворский, работая в ЦИАМ, придавал большое значение работам профессора А.Р. Лепешкина в области специальных испытаний деталей авиационных двигателей.

К основным направлениям научных работ юбиляра относятся: разработка численных методов расчета параметров индукционного нагрева, нестационарного теплового и термонапряженного состояния вращающихся дисков, деталей с теплозащитными керамическими покрытиями, разработка новых устройств и установок нагрева с использованием специальных индукторов и сильных постоянных магнитов для нагрева вращающихся деталей, разработка методов и устройств высокочастотного индукционного нагрева лопаток турбин ГТД и ГТУ, в том числе с теплозащитными керамическими покрытиями, разработка методов ускоренного индукционного нагрева заготовок и закалки деталей в технологических процессах, разработка первых комплексных математических моделей индукционной закалки изделий с учетом фазовых превращений, термических и остаточных напряжений в деталях, исследования теплопроводности и электронной эмиссии в деталях при воздействии эксплуатационных факторов.

По результатам исследований и разработок проф. А.Р. Лепешкина опубликовано около 450 научных трудов, в том числе монографии «Скоростные режимы индукционного нагрева и термонапряжения в изделиях» (2006 и 2019 гг.), зарубежная монография «Ceramic coatings – applications in engineering» (2012), статьи в «Электротехнической энциклопедии», изданной АЭН РФ, статьи в журналах «Известия РАН. Энергетика», «Известия РАН. Серия Физическая» и других журналах, учебные пособия, доклады на международных и всероссийских конференциях, свыше 40 патентов на изобретения. Он награжден медалью им. П.Н. Яблочкова (2020), медалью АЭН РФ «За заслуги в электротехнике» (2018), медалью имени Г.М. Кржижановского (2010), Юбилейной медалью имени А.Г. Ивченко (2003), серебряной медалью ВДНХ (2002) и благодарностью Росавиакосмоса (2001).

Профессор А.Р. Лепешкин успешно ведет научно-педагогическую работу по подготовке научных кадров высшей квалификации, под его руководством работают аспиранты. Он является членом диссертационных советов НИУ МЭИ и ЦИАМ, оппонентом докторских и кандидатских диссертаций; под его руководством защищены 2 кандидатские диссертации. Был председателем государственных экзаменационных комиссий по защите научно-квалификационных работ магистров и аспирантов в НИУ МЭИ, МАИ, МАТИ и Тверском государственном техническом университете. Он также является заместителем Академика-секретаря отделения «Электротехнология» Академии электротехнических наук РФ и членом редколлегии журналов «Вестник МЭИ» и «Вестник Тверского государственного технического университета».

Поздравляем юбиляра со славной датой!!! Желаем ему крепкого здоровья, новых проектов и успехов в научной и педагогической деятельности.

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) 99-88-72 – приемная главного редактора.

Просьба направлять публикации по адресу:

Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77, ком. 1/124б, гл. редактору журнала «Вопросы электротехнологии» Калгановой С.Г. 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 (издателя, типографии):
410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
Телефон: (8452) 99-88-72
E-mail: eltech@sstu.ru

Подписано в печать 24.12.2022 Дата выхода в свет 27.12.2022

Формат 60×84 1/8 Бум. офсет.

Усл. печ. л. 11, 25 Уч. изд. л. 5,1

Тираж 500 экз. Заказ 67 Цена свободная

Отпечатано в Издательстве СГТУ.

Адрес издателя: 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 2-е полугодие 2023 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 into English by A.H. Askarova

Address of the editorial office (publisher, printing house):
77 Politekhnikeskaya Str., 410054, Saratov, Russia
Tel.: (8452) 99-87-63
E-mail: eltech@sstu.ru

Print date: 24.12.2022 Date of publication: 27.12.2022

Paper size: 60×84 1/8. Offset-Print

Conventional printed sheet 11,25 Publication base sheet 5,1

Circulation: 500 printed copies. Order 67 Subscription and individual copies: open rates

Published by SSTU Publishing, 410054 Saratov, 77 Politekhnikeskaya Str.

Online at www.eLIBRARY.RU

The certificate of media source registration: *PI No. FS77-54621*

Issued by Roscomnadzor 01.07.2013