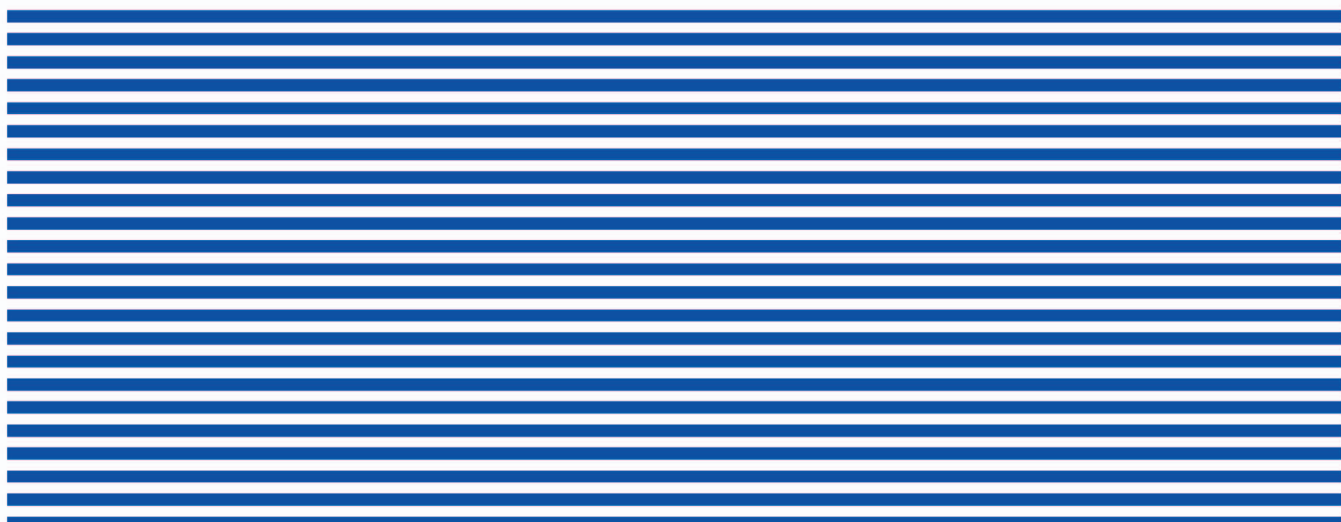




ISSN 2309-6020

ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ



2023

№ 2 (39)



В журнале публикуются статьи по следующим научным специальностям перечня ВАК:

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

Издаётся с ноября 2013 года
Выходит один раз в квартал

№ 2 (39)
Июнь 2023

ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

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

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

Редакционная коллегия

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

№ 2 (39)
June 2023

JOURNAL OF ELECTROTECHNICS

Scientific and Technical Publication

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

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

Editor-in-Chief

ARTYUKHOV IVAN IVANOVICH

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

Assistant to the Editor-in-Chief

BEKRENEV NIKOLAY VALERIEVICH

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

Chief Executive Officer

MOLOT SVETLANA VIKTOROVNA

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

Editorial Board Members

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

Скворцов О.Б., Сташенко В.И. Механический отклик проводника на электрический импульс	5
Боякова Т.А., Авдулов А.А. Разработка МГД перемешивателя с поперечным магнитным потокм для разных схем включения	11
Злобина И.В., Бекренев Н.В., Кондратов Д.В. Анализ поглощения СВЧ электромагнитного поля отвержденными полимерными композиционными материалами в зависимости от плотности потока энергии	18

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ И ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Савиных М.А., Бухтоярова Д.В., Пономарев С.В. Метод определения фазовой погрешности цифровых датчиков тока и напряжения с нестандартным протоколом передачи данных и отсутствием метки времени	28
---	----

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Шпенст В.А., Растворова И.И., Краснов Н.В. Анализ методов мониторинга состояния карбид- кремниевых полевых транзисторов	38
Назаров М.А., Хренников А.Ю. Анализ затрат энергоносителей на собственные нужды подстанции с учетом утилизации тепловой энергии силовых трансформаторов.....	46
Саксонов А.С., Козловский В.Н. Экспериментальное исследование влияния несоосности статора и ротора на формирование кривой фазного статорного напряжения	53
Котюков А.А., Пьянзин Д.В. Система управления водозаборным узлом	57
Стариков А.В., Рокало Д.Ю., Костюков В.Д. Анализ устойчивости системы управления электромагнитным подшипником с учётом вариации его параметров.....	66
Артюхов И.И., Щербаков Ю.Г., Молот С.В., Земцов А.И. Гибридная микросеть для электро- снабжения частотно-регулируемой установки охлаждения газа	74
К сведению авторов	81

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGY AND ELECTROPHYSICS

Skvortsov O.B., Stashenko V.I. Mechanical response of a conductor to an electrical pulse.....	5
Boyakova T.A., Avdulov A.A. Development of an MHD agitator with a transverse magnetic flux for various switching schemes	11
Zlobina I.V., Bekrenev N.V., Kondratov D.V. Analysis of absorption of the microwave electromagnetic field by cured polymer composite materials depending on the energy flux density.....	18

THEORETICAL AND APPLIED ELECTRICAL ENGINEERING

Savinykh M.A., Bukhtoyarova D.V., Ponomarev S.V. Determining phase errors of digital current and voltage sensors with a non-standard data transfer protocol and absence of a time stamp	28
--	----

ELECTRICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Shpenst V.A., Rastvorova I.I., Krasnov N.V. Analysis of monitoring techniques for conditioning silicon carbide field-effect transistors.....	38
Nazarov M.A., Khrennikov A.Yu. Estimating main utility costs for the own needs of a substation with account for utilization of heat of power transformers	46
Saksonov A.S., Kozlovskiy V.N. Experimental study of stator and rotor misalignment effects on formation of the stator phase voltage curve	53
Kotiukov A.A., Pyanzin D.V. Water intake control system.....	57
Starikov A.V., Rokalo D.Yu., Kostyukov V.D. Analyzing stability of the electromagnetic bearing control system with account for the bearing dynamic characteristics	66
Artyukhov I.I., Scherbakov Yu.G., Molot S.V., Zemtsov A.I. Hybrid microgrid for power supply of a frequency- controlled gas cooling unit.....	74
Information for Authors	81

ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИКА

УДК 534.113+537.612.2+620.178.7+620.179.1

МЕХАНИЧЕСКИЙ ОТКЛИК ПРОВОДНИКА НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИМПУЛЬС

О.Б. Скворцов, В.И. Стащенко

MECHANICAL RESPONSE OF A CONDUCTOR TO AN ELECTRICAL PULSE

O.B. Skvortsov, V.I. Stashenko

Проведен анализ экспериментальных исследований вибрационного отклика проводника на воздействие внешнего электрического импульса. Появление механических напряжений происходит до максимального увеличения тока через проводник. Увеличение тока ограничивается влиянием самоиндукции и скин-эффектом. Полярность вибрационного отклика зависит от полярности внешнего электрического импульса. Ударные отклики формируются в моменты начала переднего и заднего фронтов внешнего электрического импульса и имеют противоположные знаки. Влияние плавных изменений магнитного поля, создаваемого протеканием электрических токов через проводник, при этом оказывается незначительным при исследовании вибрационных процессов соответствующих области упругих деформаций материала проводника.

Ключевые слова: электрический импульс, удар, вибрация, деформация, электропластический эффект, релаксация, металл

Введение

Приложенное к проводнику электрическое поле $E(t)$ вызывает направленное движение свободных электронов проводимости в нем в виде электрического тока $I(t)$ и магнитное поле $B(t)$ этого тока. Ускоренное движение частиц формирует в материале проводника продольные и поперечные

Analysis of experimental study of the vibration response of a conductor to the influence of an external electrical pulse is carried out. Appearance of mechanical stresses occurs before the maximum increase in the current through the conductor. An increase in the current is limited by the influence of self-induction and the skin effect. Polarity of the vibration response depends on the polarity of an external electrical pulse. The shock responses are formed at the beginning of the leading and trailing fronts of an external electrical pulse and have opposite signs. In this case, effect of the smooth changes in the magnetic field created by the flow of electric currents through the conductor turns out to be insignificant when studying the vibration processes corresponding to the elastic deformation region of the conductor material.

Keywords: electrical impulse, shock, vibration, deformation, electroplastic effect, relaxation, metal

ударные процессы [1]. Генерируемые при этом волновые процессы протекают с высокой скоростью, создавая перераспределение заряженных частиц с учетом полярности приложенного внешнего электрического поля. Далее из-за появления самоиндукции и скин-эффекта постепенно происходит увеличение тока электронов проводимости.

Возникающие механические напряжения приводят к генерации вибраций. Вибрационные процессы фиксируются датчиками как ускорения и соответствующие упругие деформации материала проводника. При большой амплитуде колебаний наблюдаются пластические деформации при вибрационных процессах и заметно увеличивается пластичность материала, что объясняется как электропластический эффект [2].

Целью работы был анализ механического отклика проводника при воздействии на него внешнего электрического импульса.

Методика экспериментальных исследований

Схема проведения экспериментального исследования вибрационного отклика на пропускание электрического импульса представлена на рис. 1.

Ударный и вибрационный отклик в проводнике, созданный действием внешнего электрического импульса, записывается в виде сигнала от датчика вибрации (ДВ) – акселерометра типа АП21, который наклеивается на проводник (рис. 1).

Такой акселерометр позволяет оценить поперечное (радиальное) $a_z = a_p$ и осевое (продольное) $a_y = a_d$ ускорения материала проводника. Величина тока $I(t)$ через проводник определяется по величине индукции $B(t)$ магнитного поля тока. Ток I и напряженность магнитного поля H на расстоянии R от проводника

$$H(t) = \frac{I(t)}{2\pi \cdot R}. \quad (1)$$

В качестве бесконтактного датчика магнитного поля (ДМП) использовались три датчика Холла DRV5053. Оси чувствительности этих датчиков направлены ортогонально, обеспечивая возможность оценки пространственных компонент и, в том числе, кольцевой компоненты B_c магнитной индукции. Магнитная индукция $B(t)$ связана с напряженностью магнитного поля $H(t)$:

$$B[\text{Тс}] = 1,257 \cdot 10^{-6} \left[\frac{\text{Н}}{\text{А}^2} \right] \cdot \mu \cdot H \left[\frac{\text{А}}{\text{м}} \right], \quad (2)$$

где μ – магнитная проницаемость окружающей среды (для воздуха $\mu \approx 1$).

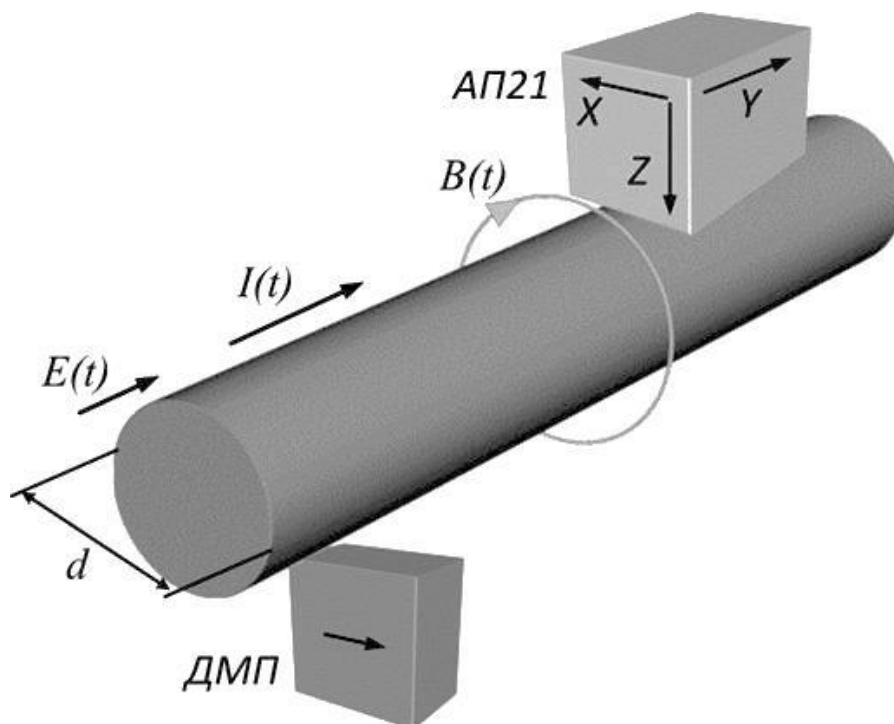


Рис. 1. Схема расположения датчика вибрации АП21 на проводнике и датчика магнитного поля ДМП (DRV5053) около проводника

Для определения формы колебаний на проводник можно установить несколько датчиков. Например, для оценки поперечной деформации проводника (сжатие-растяжение или изгиб) на него можно установить два датчика с противоположных сторон, как показано на рис. 2. Сигналы с датчиков вибраций и магнитного поля

синхронно записываются компьютером для последующей обработки.

Результаты измерений

Типичный пример зависимости компонент магнитной индукции и ускорения (проводник из меди диаметром 3 мм и длиной 160 мм) представлен на рис. 3.

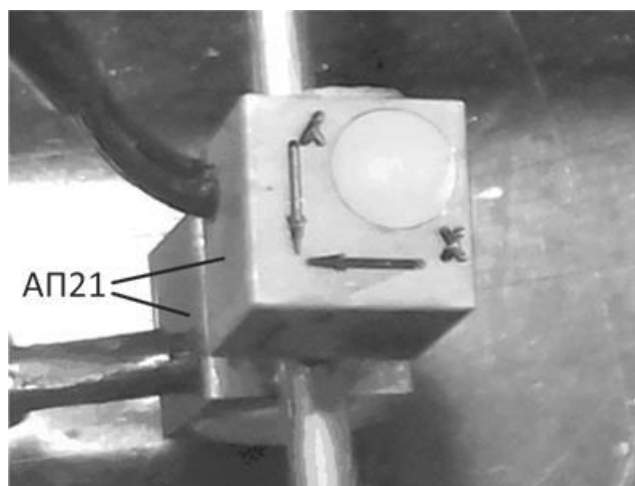


Рис. 2. Датчики АП21 закрепленные на противоположных сторонах медного образца проводника в виде круглого стержня диаметром 3 мм

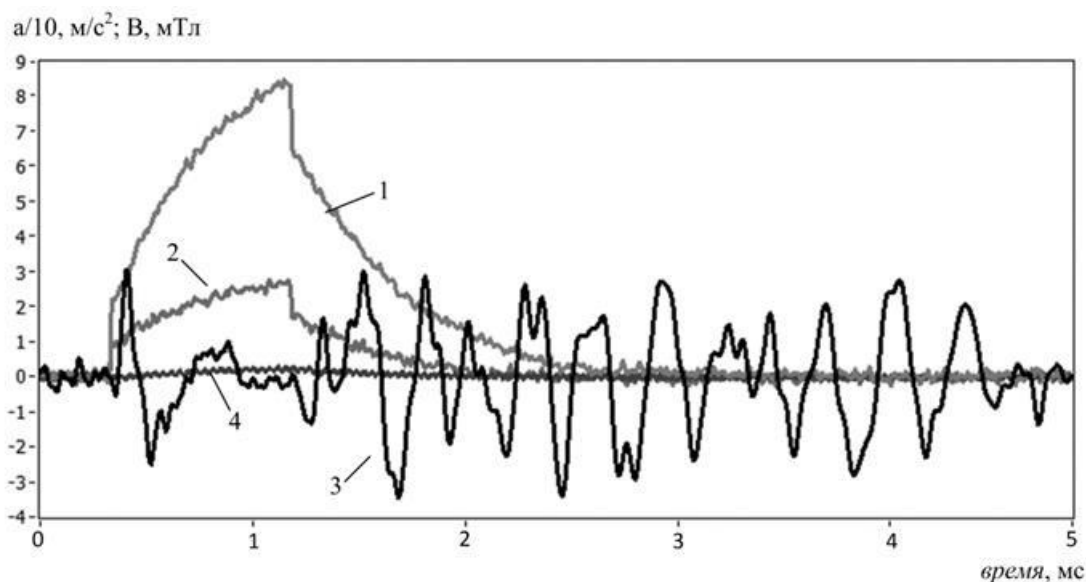


Рис. 3. Зависимости компонент магнитной индукции B – 1 и 2, а также ускорения a поверхности проводника – 3 и 4 от времени при воздействии электрического импульса на проводник из меди диаметром $d = 3$ мм и длиной $l = 160$ мм

Вибрационный отклик формируется в момент начала электрического импульса и практически заканчивается к моменту прихода заднего фронта этого импульса. В момент прихода заднего фронта внешнего

электрического импульса формируется новый вибрационный отклик, который продолжается в виде затухающих колебаний и после завершения действия внешнего электрического импульса. Частота колебаний при этом

$\omega_C = 2\pi f_C$. Действие импульса можно описать как сумму двух затухающих колебательных процессов $A1(t)$ и $A2(t)$, начало которых опре-

деляется моментом t_S прихода переднего фронта и моментом t_E прихода заднего фронта внешнего электрического импульса:

$$A1(t) = \begin{cases} 0 & \text{если } t < t_S \\ AM \sin\left(\frac{t-t_S}{T}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_S}{\tau}\right) & \text{если } t \geq t_S \end{cases}$$

$$A2(t) = \begin{cases} 0 & \text{если } t < t_E \\ AM \sin\left(\frac{t-t_E}{T}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_E}{\tau}\right) & \text{если } t \geq t_E \end{cases}, \quad (3)$$

откуда

$$A(t) = A1(t) - A2(t),$$

где

$$T = \frac{1}{\omega_C} \quad \tau \approx 1,2 \cdot T, \quad (4)$$

причем $T_P = t_E - t_S$ длительность импульса, а ω_C – собственная частота механических колебаний проводника.

Следует отметить наличие скачков в изменении магнитного поля в моменты начала переднего и заднего фронтов. Эти изменения

имеют противоположные знаки, а их появление совпадает по времени с ударным возбуждением механических напряжений и ускорений, приводящих затем к затухающим колебаниям в материале проводника.

Обсуждение результатов

Полученная модель вибрационного отклика позволяет получить зависимость колебаний при различной длительности внешнего электрического импульса. Такую зависимость можно представить в виде трехмерного графика, показанного на рис. 4.

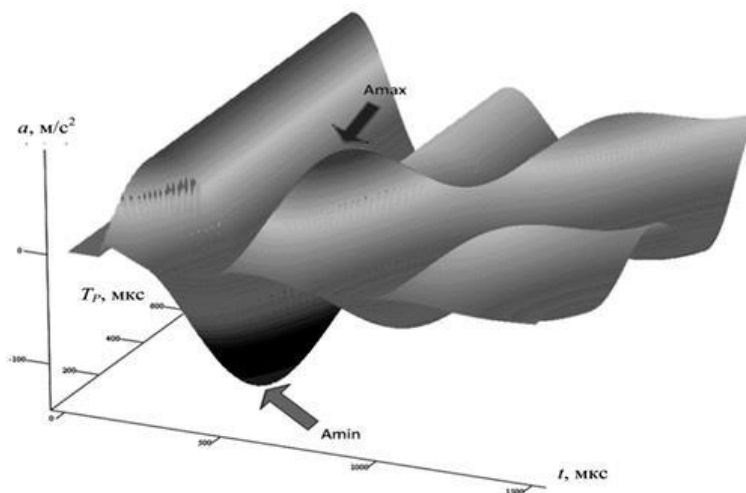


Рис. 4. Изменение вибрационного отклика при различных значениях длительности внешнего электрического импульса

Из графика видно, что имеется несколько максимумов и минимумов. Для данного проводника существует длительность внешнего электрического импульса, позволяющая получить максимальный отклик по вибрации, который близок к максимальному размаху величины ускорения

$A_{max}-A_{min}$, что соответствует максимальному вибрационному воздействию на проводник в диапазоне 100-200 мкс [2]. Именно такие длительности электрических импульсов подбирались опытным путем в исследованиях электропластического эффекта.

Выводы

С учетом изложенного процесс развития механического отклика проводника на

электрический импульс можно представить в виде диаграммы, показанной на рис. 5.

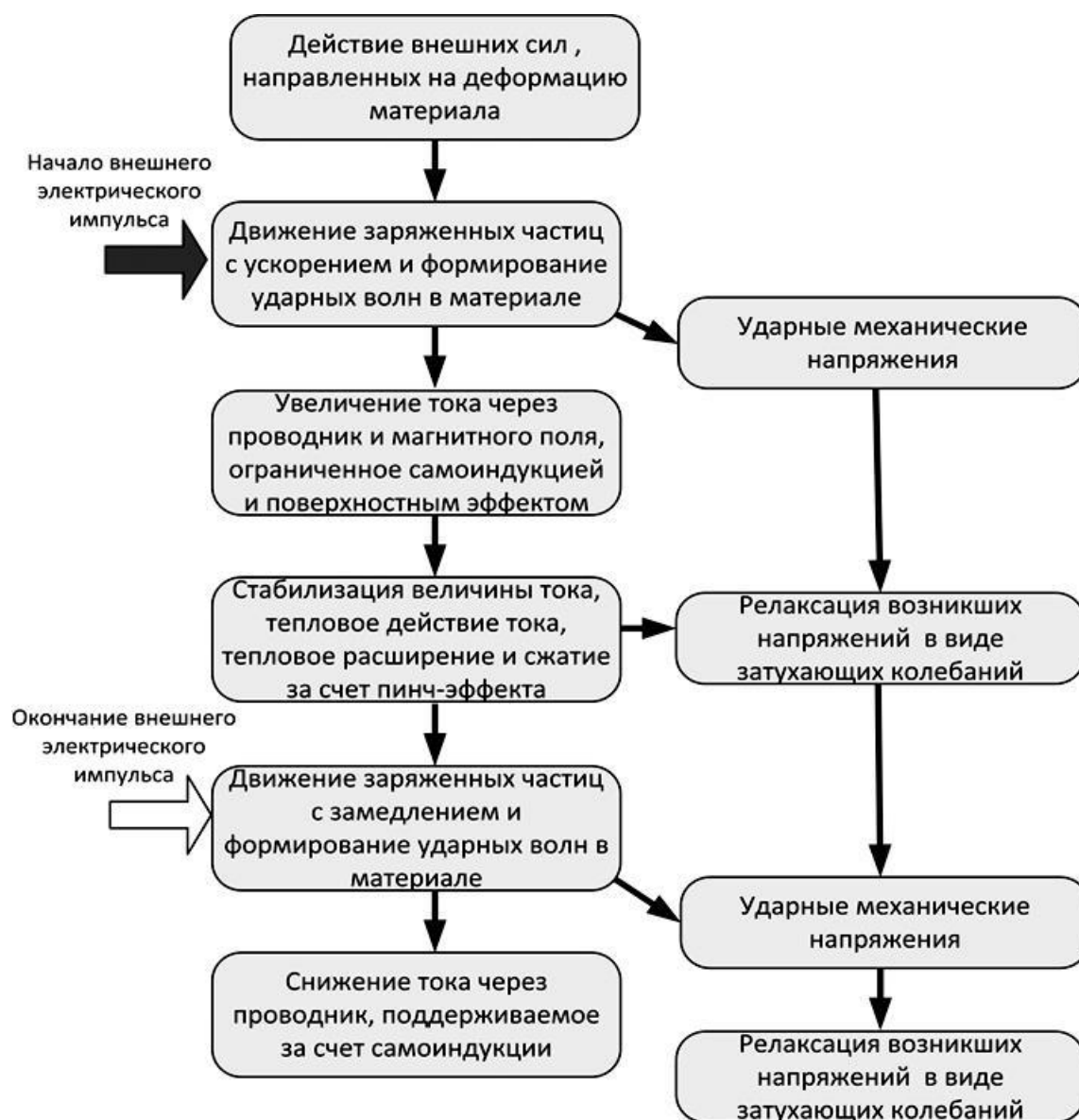


Рис. 5. Диаграмма развития механического отклика в проводнике при воздействии на него внешнего прямоугольного импульса

Заключение

Экспериментально установлено, что процессы генерации механических напряжений и изменения тока через проводник не совпадают по времени. Во время затухающих вибраций не заметно корреляции с изменениями магнитных полей. При этом амплитуды как магнитных полей, так и вибрационного отклика линейно зависят от амплитуды внешнего электрического импульса. Знак сигналов маг-

нитного поля и вибрационного отклика зависят от знака (направления) внешнего электрического импульса. Можно предположить, что процессы формирования затухающего вибрационного отклика, а также изменения тока и магнитного поля развиваются параллельно во времени. Их полярности зависят от полярности внешнего электрического импульса. Эти процессы не зависят от тепловых деформаций проводника и деформаций, связанных с

влиянием пинч-эффекта. Действия тепловых и пинч-эффектов не зависят от полярности и пропорциональны квадрату величины тока, и оказывается, что их вклад в области упругих деформаций является незначительным.

Исследования физических причин формирования вибрационного отклика в материале проводника [2-6] на настоящее время не учитывают отмеченные особен-

ности происходящих изменений во времени, что может быть причиной отсутствия непротиворечивого описания.

Вопросы зависимости полярности происходящих процессов не получили до настоящего времени достаточного внимания. В работах [7, 8] исследования ограничиваются оценкой эффектов в условиях дополнительно внешнего статического механического нагружения.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Парселл Э.** Электричество и магнетизм. Берклеевский курс физики. Т. 2. Санкт-Петербург: Лань, 2005. 444 с.

2. Интенсивная пластическая деформация металла при токовых и СВЧ воздействиях. Новые данные и закономерности / О.А. Троицкий, В.И. Сташенко, О.Б. Скворцов и др. Москва: Ким Л.А., 2020. 342 с.

3. **Суркаев А.Л., Усачев В.И., Кумыш М.М.** Исследование миллисекундного электрического взрыва металлических проводников // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37. Вып. 23. С. 97-104.

4. **Montilla-Montaña C.A., Jaramillo-Blandón J.S., Rodríguez-Valencia A.F.** Influence of metal turning assisted with high density current pulses on surface hardness in an AISI/SAE 1045 steel // Scientia et Technica Año XXIV. 2019. Vol. 24. № 02. P. 205-211.

5. **Батаронов И.Л.** Механизмы электропластичности // Соросовский образовательный журнал. 1999. № 10. С. 93-99.

6. **Zhichao Cai.** Study on the orientation detection of surface cracks by electromagnetic acoustic emission // International Journal of Distributed Sensor Networks. 2019. Vol. 15 (4). P. 11.

7. Influence of high current-density impulses on the stress-strain response and microstructural evolution of the single crystal superalloy CMSX-4 / E. Demler, G. Gerstein, A. Dalinger et al. // Materials Research. 2018. Vol. 21. № 6. P. 1-9.

8. **Скворцов О.Б., Сташенко В.И., Троицкий О.А.** Электропластический эффект и взаимодействие электрического импульса с проводником // Письма о материалах. 2021. Т. 11. № 4. С. 473-478. DOI: 10.22226/2410-3535-2021-4-473-478.

Скворцов Олег Борисович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник Института машиноведения имени А.А. Благоднарова Российской академии наук

Сташенко Владимир Иванович – кандидат физико-математических наук, Институт машиноведения им. А.А. Благоднарова Российской академии наук

Oleg B. Skvortsov – PhD (Technical Sciences), Senior Research Fellow, Mechanical Engineering Research Institute of the Russian Academy of Sciences, Russia, Moscow

Vladimir I. Istashenko – PhD (Physics and Mathematics), Mechanical Engineering Research Institute of the Russian Academy of Sciences, Russia, Moscow

Статья поступила в редакцию 14.04.23, принята к опубликованию 19.05.23

УДК 621.31

РАЗРАБОТКА МГД ПЕРЕМЕШИВАТЕЛЯ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ ДЛЯ РАЗНЫХ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ

Т.А. Боякова, А.А. Авдулов

DEVELOPMENT OF AN MHD AGITATOR WITH A TRANSVERSE MAGNETIC FLUX FOR VARIOUS SWITCHING SCHEMES

T.A. Boyakova, A.A. Avdulov

В статье представлены результаты трехмерного моделирования электромагнитных процессов в магнетогидродинамическом (МГД) перемешивателе с поперечным магнитным потоком, расположенного с боковой стороны плавильной печи на расстоянии 400 мм от расплава алюминия. Уровень расплава в ванне в зависимости от стадии технологического процесса изменяется от 0,1 до 0,8 м. Целью работы являлось определение основных геометрических размеров и параметров работы индуктора, которые в дальнейшем могут быть использованы при разработке рабочего проекта МГД перемешивателя. Изначально при разработке были приняты ограничения в максимальной допустимой плотности тока в обмотке и величине тока на фазу равные 5 А/мм² и 750 А соответственно, что обусловлено использованием воздушной системы охлаждения и параметрами существующих промышленных источников питания. Исследования проводились с изменением частоты питающего обмотку напряжения от 0,1 до 1,5 Гц и различных уровнях расплава металла. МГД перемешиватель разработан с двумя вариантами обмотки для работы от напряжения 220 В при токе 750 А и напряжении 380 В при токе 435 А. Применение обмотки, рассчитанной на работу на более высоком напряжении, позволяет существенно уменьшить массогабаритные параметры индуктора за счет снижения объема необходимой меди.

Ключевые слова: МГД-перемешивание, поперечный магнитный поток

The article presents the results of a three-dimensional modeling of electromagnetic processes in a magnetohydrodynamic (MHD) agitator with a transverse magnetic flux located on the side of the melting furnace at a distance of 400 mm from the aluminum melt. The level of the melt in the bath varies from 0,1 to 0,8 m depending on the stage of the technological process. The purpose of the work is to determine the basic geometric dimensions and parameters of the inductor, which can be used in the development of the working design of the MHD agitator. Initially, during the development process, restrictions were adopted in the maximum permissible current density in the winding and the current per phase equal to 5 A/mm² and 750 A, respectively, due to the use of an air cooling system and the parameters of existing industrial power supplies. The investigation was carried out with a change in the frequency of the voltage feeding the winding from 0,1 Hz to 1,5 Hz and various levels of the metal melt. The MHD agitator is designed with two winding options for operation from the voltage of 220 V at the current of 750 A, and the voltage of 380 V at the current of 435 A. The use of the winding designed to operate at a higher voltage can significantly reduce the mass and size parameters of the inductor by reducing the volume of the copper required.

Keywords: MHD stirring, transverse magnetic flux

В настоящее время к алюминиевым сплавам предъявляются все более высокие требования к качеству, при этом одновременно необходимо обеспечение снижения себестоимости их производства. Решением данной задачи является повышение производительности плавильно-литейных агрегатов (ПЛА) за счет сокращения времени приготовления сплавов. Одним из основных направлений совершенствования процессов плавки и рафинирования литейных сплавов является интенсификация тепло-массообмена в ванне плавильных печей при помощи принудительного перемешивания расплава.

Нагрев расплава в ПЛА осуществляется лучистым теплообменом от факела горелки или электронагревательных элементов, расположенных в стенках или подвешенных на своде. Такая конфигурация системы приводит к перегреву зеркала расплава в ванне и образованию существенного перепада температуры расплава по высоте в ванне ПЛА, что приводит к образованию неоднородности химического состава расплава по объему ванны, повышенному окислению и газонасыщению. Также необходимо отметить, что в процессе приготовления сплава легирующие элементы добавляются локально в определенные зоны ванны, что приводит к еще большей химической неоднородности расплава.

Одним из наиболее эффективных способов обеспечения выравнивания температуры расплава по объему ванны и физико-химической однородности расплава является оснащение печей и миксеров в составе ПЛА МГД перемешивателями расплава. В работе рассматривается МГД перемешиватель с поперечным магнитным потоком, установленный с боковой стороны печи. Использование МГД перемешивателя с поперечным магнитным потоком позволяет увеличить производительность и сократить время плавки в стационарных плавильных печах, работающих на твердом сырье [1]. В процессе плавки МГДП создает циркуляцию расплава в печи, что обеспечивает интенсификацию процесса тепло-массообмена на границе раздела фаз расплава и шихты,

что приводит к ускорению процесса и сокращению расхода энергии. После процесса плавки МГД перемешиватель должен обеспечить однородность температуры и химического состава по всему объему ванны печи и ускорить процесс растворения легирующих элементов.

На практике использование МГД перемешивателя в процессе приготовления сплава в миксере позволяет уменьшить температурный перепад между зеркалом металла и подиной со 140 до 5-12 °С; снизить окисление расплава на 20-25 %, снизить предельную растворимость водорода в алюминиевом расплаве с 2,2 мл/100 г (при 865 °С) до 0,7 мл/100 г (при 660 °С) [3].

МГД перемешиватель состоит из источника питания, индуктора, систем автоматизации, управления и охлаждения. Индуктор МГД перемешивателя с поперечным магнитным потоком представляет собой линейную индукционную машину с поперечным магнитным потоком [2]. При включении соединенных определенным образом однофазных обмоток элементов индуктора в сеть многофазного напряжения по обмоткам индуктора начинает протекать ток, создающий линейно бегущее магнитное поле. Переменное магнитное поле, в свою очередь, пронизывает расплав и за счет эффекта электромагнитной индукции образует в расплаве вихревые токи, которые, взаимодействуя с магнитным полем, создают электромагнитную силу, приводящую расплав в движение.

У машин с поперечным магнитным потоком (рис. 1) магнитный поток замыкается в плоскости (YZ), перпендикулярной распространению бегущей волны магнитного поля. При этом вихревые токи также замыкаются в перпендикулярной магнитному потоку плоскости, но в данном случае это плоскость XZ. При снижении уровня металла в такой системе, величина магнитного потока, пронизывающего жидкий металл, существенно не изменяется. Также не изменится сопротивление контуров, в которых замыкается вихревой ток на единицу высоты расплава, что позволит эффективно воздействовать на расплав металла при его малых уровнях в ванне.

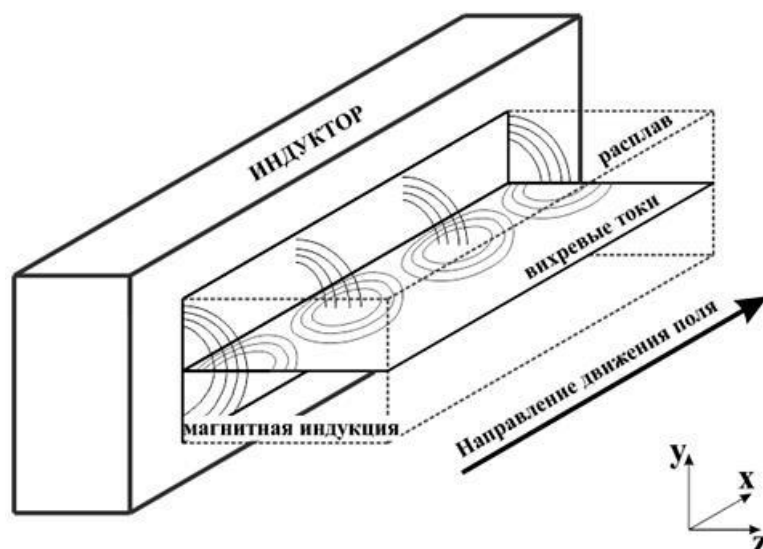


Рис. 1. Схема поперечного бегущего магнитного поля

Характерной особенностью конструкции машин с поперечным магнитным потоком является то, что индуктор состоит из отдельных электромагнитов (рис. 2). Каждый электромагнит состоит из магнитопровода (сердечника) и однофазной обмотки, которая определенным образом включается в сеть многофазного напряжения. Данная конструкция позволяет иметь меньшие массогабаритные показатели индуктора при больших значениях полюсного деления τ .

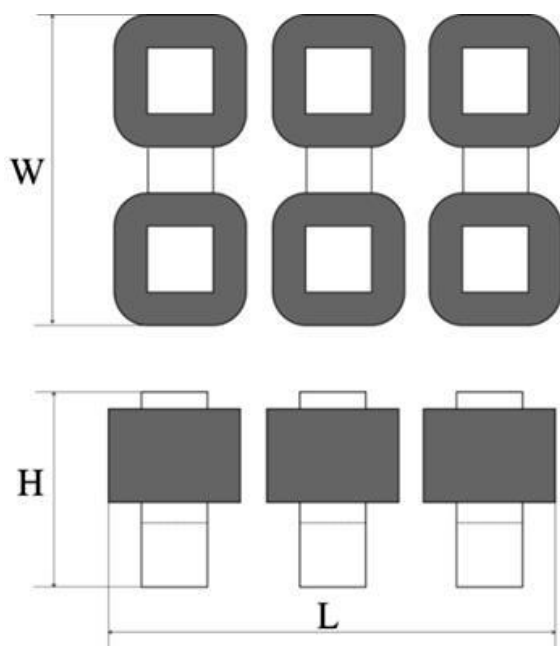


Рис. 2. Индуктор МГДП с поперечным магнитным полем

В рамках работы необходимо было определить основные геометрические размеры и параметры работы индуктора, которые в дальнейшем могут быть использованы при разработке рабочего проекта МГД перемешивателя. Индуктор должен быть расположен с боковой стороны плавильной печи на расстоянии 400 мм от расплава алюминия. Уровень расплава в ванне в зависимости от стадии технологического процесса изменяется от 0,1 до 0,8 м. Плотность тока в обмотке не более 5 А/мм^2 . Охлаждение обмотки – воздушное принудительное. Ограничение по величине тока на фазу не более 750 А.

Расчет МГД перемешивателя осуществлялся посредством численного моделирования электромагнитных процессов методом конечных элементов [4]. Задача была поставлена в трёхмерной постановке, в ходе которой решалась методом численного расчёта стандартная система уравнений, описывающих электромагнитное поле. Результатом решения являются картины распределения электромагнитного поля, вихревых токов и усилий в расплаве.

На первом этапе расчетов при уровне расплава 0,8 м и разных геометрических параметрах были определены оптимальные сечения и размеры магнитопровода. Установлено, что при уровне 0,8 м оптимальная частота тока, обеспечивающая максимальное тянущее усилие, составляет 0,5 Гц.

На втором этапе расчета были разработаны два варианта обмотки. Первый вариант обмотки для работы от трехфазной сети с соединением фаз по схеме звезда с фазным током 750 А и напряжением 220 В. Второй вариант обмотки для работы от трехфазной сети с соединением фаз по схеме треугольник с фазным током 435 А и напряжением 380 В.

Учитывая ограничения по максимальному значению и плотности тока, в первом варианте индуктора общий вес обмотки составил 2800 кг с шиной сечением

4,25×20 мм, ток 435 А, среднее по фазам напряжение 370 В при частоте тока 0,5 Гц. Во втором варианте индуктора общий вес обмотки составил 2500 кг с шиной сечением 6×25 мм, ток 750 А, среднее по фазам напряжение 215 В.

На рис. 3 приведена картина распределения векторных значений индукции в магнитопроводе при схеме соединения звезда. На рис. 4 представлена картина вихревых токов в расплаве при этом же способе соединения обмоток.

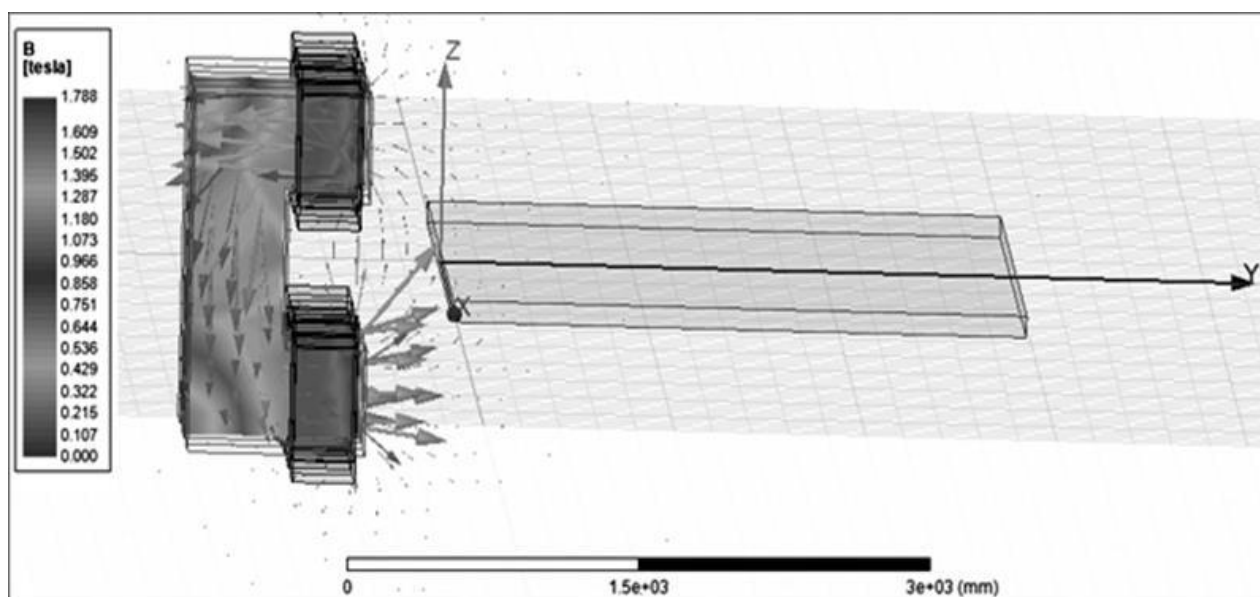


Рис. 3. Магнитная индукция в магнитопроводе при напряжении 220 В и токе 750 А

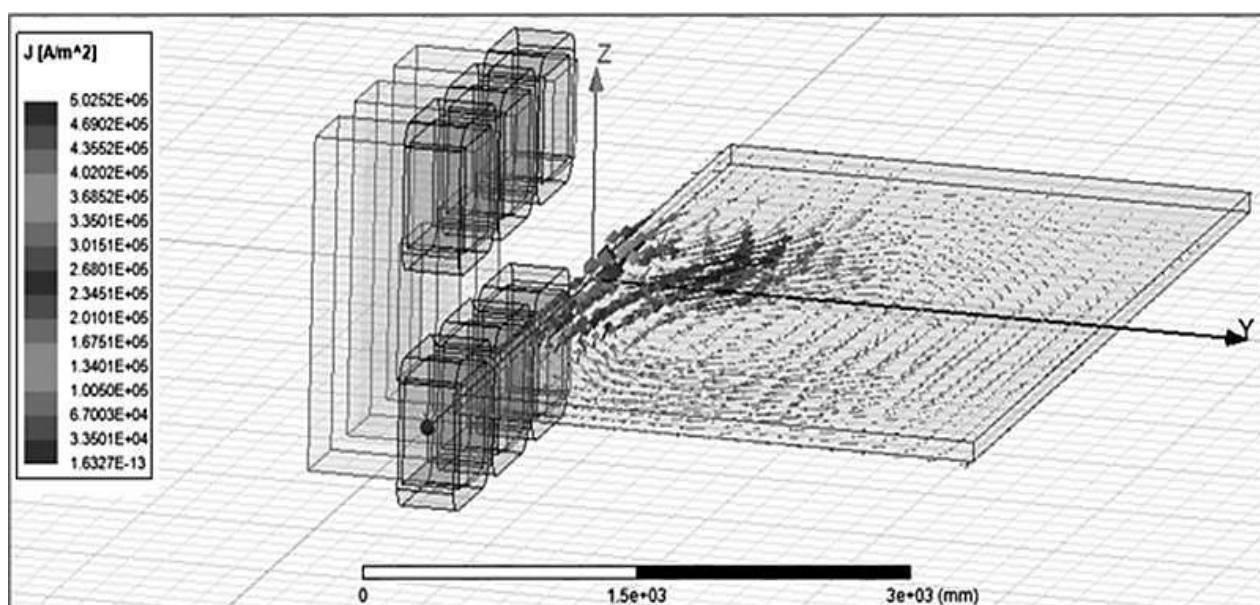


Рис. 4. Векторное поле вихревых токов в расплаве при уровне 0,1 м

В табл. 1 приведены результаты расчетов электромагнитных сил и параметров работы индуктора с обмоткой на 220 В при уровне расплава в ванне 0,8 м. На рис. 5 приведена зависимость напряжения от ча-

стоты при уровне расплава 0,8 м. На рис. 6 приведена зависимость силы от частоты. Исследования проводились при различных уровнях расплава металла: от 0,1 м до 0,8 м с шагом в 0,1 м.

Таблица 1 – Параметры работы МГД перемешивателя с обмоткой со схемой соединения звезда при уровне расплава в ванне 0,8 м

Частота, Гц	U_a , В	U_b , В	U_c , В	Тепловыделения в обмотке, Вт	F_x , Н	F_y , Н	F_z , Н	$F_{сум}$, Н
0,1	46	41	45	121940	367,3	1037,2	-0,6	1100,3
0,2	91	81	90	121940	527,9	2492,1	-0,1	2547,4
0,3	136	121	134	121940	593	3542,3	-1,5	3591,6
0,4	180	161	178	121940	623,7	4306,8	-2,1	4351,8
0,5	225	201	222	121940	638,8	4897,1	-3	4938,6
0,6	269	241	267	121940	645,7	5372,6	-3,6	5411,3
0,7	314	280	311	121940	647,9	5767,0	-4	5803,3
0,8	358	320	355	121940	647,3	6101,2	-3,9	6135,4
0,9	403	360	399	121940	645,1	6389,2	-3,4	6421,7
1,0	447	399	443	121940	642	6641,0	-2,4	6672
1,1	491	439	487	121940	638,3	6863,8	-1	6893,4
1,2	535	478	531	121940	634,2	7063,0	0,6	7091,4
1,3	580	518	575	121940	630	7242,7	2,5	7270,1
1,4	624	557	619	121940	625,8	7406,1	4,6	7432,5
1,5	668	597	663	121940	621,5	7555,7	6,7	7581,2

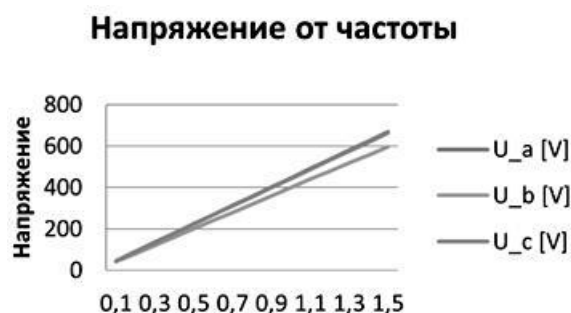


Рис. 5. Зависимость напряжения от частоты (при уровне расплава 0,8 м)

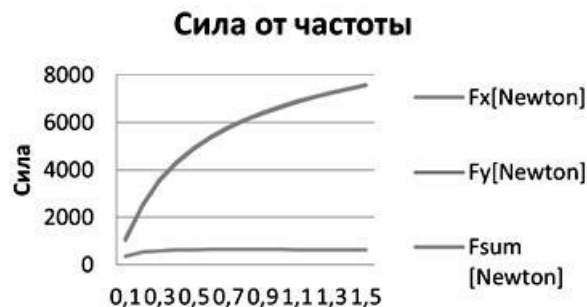


Рис. 6. Зависимость силы от частоты (при уровне расплава 0,8 м)

В табл. 2 приведены результаты расчетов электромагнитных сил и параметров работы индуктора с обмоткой на 380 В при уровне расплава в ванне 0,8 м. На рис. 7 приведена зависимость напряжения от частоты при уровне расплава 0,8 м. На рис. 8 приведена зависимость силы от частоты питающего напряжения.

Сравнительный анализ позволяет сделать вывод, что при проектировании,

имея ограничения в заданном значении максимально допустимого тока от трехфазного источника питания, более целесообразно проектировать обмотку МГД перемешивателя под более высокое питающее напряжение. Индуктор, рассчитанный с обмоткой для подключения по схеме треугольник (380 В), развивает тянущее усилие в 773,1 Н при 0,5 Гц и уровне расплава 0,8 м, а индуктор, рассчитанный

с обмоткой для подключения по схеме звезда (220 В), развивает тянущее усилие в 638,8 Н для аналогичных параметров частоты тока и уровня расплава. При сравнении индукторов с разными видами

обмотки выявлено, что индуктор, рассчитанный для работы от напряжения 380 В, обеспечивает на 21 % большее тянущее усилие, чем индуктор, рассчитанный на работу от напряжения 220 В.

Таблица 2 – Параметры работы МГД перемешивателя с обмоткой со схемой соединения треугольник при уровне расплава в ванне 0,8 м

Частота, Гц	U_a , В	U_b , В	U_c , В	Тепловыделения в обмотке, Вт	F_x , Н	F_y , Н	F_z , Н	$F_{\text{сум}}$, Н
0,1	77	69	76	136631	443,4	1244,8	0,3	1321,4
0,2	153	137	151	136631	639,4	2997,6	-2,4	3065,1
0,3	229	204	225	136631	718	4263,2	-6	4323,3
0,4	304	272	300	136631	754,7	5184,2	-8,5	5238,8
0,5	379	339	374	136631	773,1	5895,9	-9,8	5946,4
0,6	454	405	448	136631	782	6470,4	-9,9	6517,5
0,7	529	472	522	136631	785,4	6948	-9,3	6992,3
0,8	604	539	596	136631	785,5	7353,6	-8,3	7395,4
0,9	679	606	671	136631	783,7	7703,8	-6,9	7743,5
1,0	754	672	745	136631	780	8010,6	-5,4	8048,5
1,1	828	739	819	136631	777,1	8282,4	-3,8	8318,8
1,2	903	805	893	136631	773,3	8525,8	-2,3	8560,8
1,3	978	872	967	136631	769,3	8745,7	-0,7	8779,5
1,4	1052	938	1041	136631	765,3	8946	0,7	8978,7
1,5	1127	1004	1115	136631	761,4	9129,7	2,2	9161,4



Рис. 7. Зависимость напряжения от частоты (при уровне расплава 0,8 м)



Рис. 8. Зависимость силы от частоты (при уровне расплава 0,8 м)

В результате работы был разработан индуктор МГД перемешивателя с двумя типами обмотки для работы на разных значениях питающего напряжения и выполненными из шин разных типоразмеров и, как следствие, имеющими разные номинальные токи. Масштабные параметры обмотки на более высокое напряжение снижаются на 11 % за счет применения меньшего количества ме-

ди. В дальнейшем при проектировании МГД перемешивателей целесообразно использовать специализированные источники питания низкой частоты с более высоким выходным напряжением (до 500-1000 В), что позволит существенно снизить расход меди в обмотках индуктора, сократить потери мощности при обеспечении необходимого тянущего усилия.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Боякова Т.А., Авдулов А.А., Авдулова Ю.С.** Эффективное перемешивание металла при малом уровне расплава в печи или миксере // Электротехника. 2020. № 4. С. 56-61.

2. **Вольдек А.И.** Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкокристаллическим рабочим телом. Ленинград: Энергия, 1970. 272 с.

3. МГД технологии в металлургии. Интенсивный курс. Специализация IV / Э. Бааке, Д. Барглик, С. Лупи и др. СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 249 с.

4. Help for engineer ШИМ – широтно-импульсная модуляция. URL: <http://h4e.ru/obshchie-svedeniya/110-shim-shirotno-impulsnaya-modulyatsiya>

Боякова Татьяна Алексеевна – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электротехника и промышленная электроника» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана

Авдулов Антон Андреевич – кандидат технических наук, заместитель директора дирекции развития нефтегазохимических производств АНЦ «Инновационный инжиниринговый центр», Москва

Tatyana A. Boyakova – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electrical Engineering and Industrial Electronics, Bauman Moscow University

Anton A. Avdulov – PhD (Technical Sciences), Deputy Director, Directorate for Petrochemical Productions Development of the ANC Innovative Engineering Center, Moscow

Статья поступила в редакцию 18.04.23, принята к опубликованию 09.06.23

УДК 621-039-419; 620.22-419; 537.868

**АНАЛИЗ ПОГЛОЩЕНИЯ СВЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ
ОТВЕРЖДЕННЫМИ ПОЛИМЕРНЫМИ КОМПОЗИЦИОННЫМИ
МАТЕРИАЛАМИ В ЗАВИСИМОСТИ
ОТ ПЛОТНОСТИ ПОТОКА ЭНЕРГИИ**

И.В. Злобина, Н.В. Бекренев, Д.В. Кондратов

**ANALYSIS OF ABSORPTION OF THE MICROWAVE
ELECTROMAGNETIC FIELD BY CURED POLYMER COMPOSITE
MATERIALS DEPENDING ON THE ENERGY FLUX DENSITY**

I.V. Zlobina, N.V. Bekrenev, D.V. Kondratov

На основе изучения интегральной температуры поверхности образцов отвержденного угле- и стеклопластика в процессе воздействия на них СВЧ электромагнитного поля в камере лучевого типа с неограниченным объемом определено влияние плотности потока (ППЭ) СВЧ энергии на уровень поглощенной неоднородными по составу и структуре материалами мощности. Установлено, что ППЭ и температура нагрева материалов с погрешностью не выше (10-13) % описываются степенными функциями. При этом значение ППЭ однозначно определяется расстоянием от плоскости раскрыва излучающего рупора до объекта воздействия. Изменение температуры носит более сложный характер и представляет собой линию, близкую к синусоиде, наложенной на график ППЭ. Максимумы и минимумы температуры достаточно хорошо коррелируют с пучностями и узлами электромагнитной волны. Показано, что для углепластика данная зависимость менее выражена, что связано со сложным характером перераспределения и поглощения мощности СВЧ излучения в диэлектрической матрице, армированной разнонаправленными проводящими структурами. При разработке СВЧ технологий и оборудования для обработки отвержденных материалов, в том числе композиционных, для

Based on the study of the integral surface temperature in the samples of cured carbon fiber and fiberglass in the process of their exposure to the microwave electromagnetic field in a beam-type chamber with an unlimited volume, the effect of the flux density of microwave energy (EFD) on the level of power absorbed by materials heterogeneous in composition and structure was determined. It has been established that the EFD and the heating temperature of materials with an error not higher than (10-13) % are described by the power functions. In this case, the value of the EFD is determined by the distance from the opening plane of the radiating horn to the object of impact. The temperature change is more complex and presents the line close to the sine wave superimposed on the graph of the EFD. The temperature maxima and minima correlate well with the antinodes and nodes of the electromagnetic wave. It is shown that for carbon fiber this dependence is less pronounced, which is due to a complex nature of the redistribution and absorption of microwave radiation power in the dielectric matrix reinforced with multidirectional conductive structures. When developing microwave technologies and equipment for processing the cured materials, including composite materials, in order to obtain the de-

получения требуемого эффекта необходимо учитывать расположение объекта воздействия относительно пучности (узла) электромагнитной волны и относительно плоскости раскрыва излучающего рупора.

Ключевые слова: полимерные композиционные материалы, СВЧ электромагнитное поле, диэлектрический нагрев, скин-эффект, плотность потока энергии, поглощенная мощность, температура

Введение

Анализ научно-технической информации свидетельствует об интенсивном развитии производства и применения в аэрокосмической и оборонной промышленности, ветроэнергетике, а также автомобиле-, судостроении и строительстве полимерных композиционных материалов (ПКМ), армированных тканями на основе углеродных, стеклянных, а также арамидных волокон, отличающихся неоднородностью структуры и физико-механических свойств компонентов [1-7]. ПКМ на основе тканей и волокон присущ ряд технических недостатков, заключающихся в неоднородности структуры, что особенно важно для больших по площади объектов сложной формы, и малой, по сравнению с металлами, вязкости разрушения, что определяет необходимость разработки технологических, в частности физико-химических, методов уменьшения указанных недостатков [8-12].

Одним из эффективных методов физического модифицирования изделий из ПКМ является их финишная обработка в СВЧ электромагнитном поле [11-14]. Однако эффективное использование в производственных условиях результатов исследований применения СВЧ технологий для формирования свойств готового материального объекта является затруднительным из-за недостаточной разработанности основ механизма такого воздействия на отвержденные структуры материалов, состоящих из компонентов с резко различными тепло- и электрофизическими свойствами. Опубликованы данные [15, 16] о неоднозначном эффекте СВЧ воздействия на композиционные системы на термореактивном связу-

sired effect, it is necessary to take into account the location of the affected object relative to the antinode (node) of the electromagnetic wave and relative to the opening plane of the radiating horn.

Keywords: polymer composite materials, microwave electromagnetic field, dielectric heating, skin effect, energy flux density, absorbed power, temperature

ющем: отмечается значительное ускорение нагрева и, как следствие, – отверждения связующего, повышение равномерности нагрева и физико-механических свойств, с другой стороны, проявляются непредсказуемые и труднорегулируемые локальные перегревы, приводящие к деструкции связующего и даже повреждению поверхности армирующих волокон. Установлено, что отклонения в уровне поглощенной мощности изменяются от практически полного отражения (90-95) % до поглощения (30-40) % в зависимости от ориентации волокон в данном слое материала относительно плоскости фронта E волны излучения.

Авторы и ряд зарубежных исследователей [17-21] считают, что нагрев отвержденных композиционных систем при воздействии на них СВЧ электромагнитным полем может явиться решением проблемы обеспечения стабильности и предсказуемости процесса модифицирования ПКМ и обеспечить значимое улучшение их физико-механических свойств. Данное предположение может быть обосновано тем, что Мошинским Л.Я. и др. получены экспериментальные результаты и результаты моделирования, согласно которым при нагреве отвержденных термореактивных связующих, в частности эпоксидных смол, до (60-80) °С происходит их частичное размягчение [22], что может создать условия для изменения структуры связующего в межфазном слое (МФС) в СВЧ электромагнитном поле, приводящей к улучшению физико-механических свойств. При этом универсальным техническим решением для реализации метода применительно к изделиям широкого диапазона размеров и различной

сложности формы может быть принята компоновка СВЧ технологической установки с камерой лучевого типа с неограниченным объемом, в которой рупорный излучатель совершает относительное перемещение эквидистантно поверхности изделия [23]. В этом случае имеет значение знание о распределении плотности потока энергии (ППЭ) в пространстве камеры относительно расстояния от плоскости раскрыва рупора.

Целью работы является экспериментальное изучение распределения поглощенной образцами ПКМ мощности СВЧ электромагнитного поля в зависимости от расстояния между ним и плоскостью раскрыва рупорного излучателя.

Основная часть

Уровень поглощенной мощности СВЧ излучения оценивали по интегральной температуре образцов, располагаемых на различном расстоянии от плоскости раскрыва рупора на его оси. Температуру определяли

на основе изучения термограмм. Запись термограмм осуществляли с торцевой стороны образцов при помощи тепловизора FLIR E40.

Использовали образцы из угле- и стеклопластика на эпоксидном связующем производства ООО «Еврокомплект», г. Калуга, полученные прессованием со стандартной схемой армирования: 0° , -45° , $+45^\circ$, 90° размерами $50 \times 25 \times 5$ мм. Образцы размещали параллельно плоскости распространения E -волны по оси излучающего рупора. При этом размеры образцов позволяли их размещение в области диаграммы направленности, обеспечивающей равномерное СВЧ воздействие без необходимости перемещения рупора. На рис. 1 представлено распределение температурных полей по осям E - и H -волн, полученное на панели из стеклопластика размерами $500 \times 500 \times 5$ мм, показывающее размеры пятна с максимально равномерным нагревом, равные 60×30 мм.

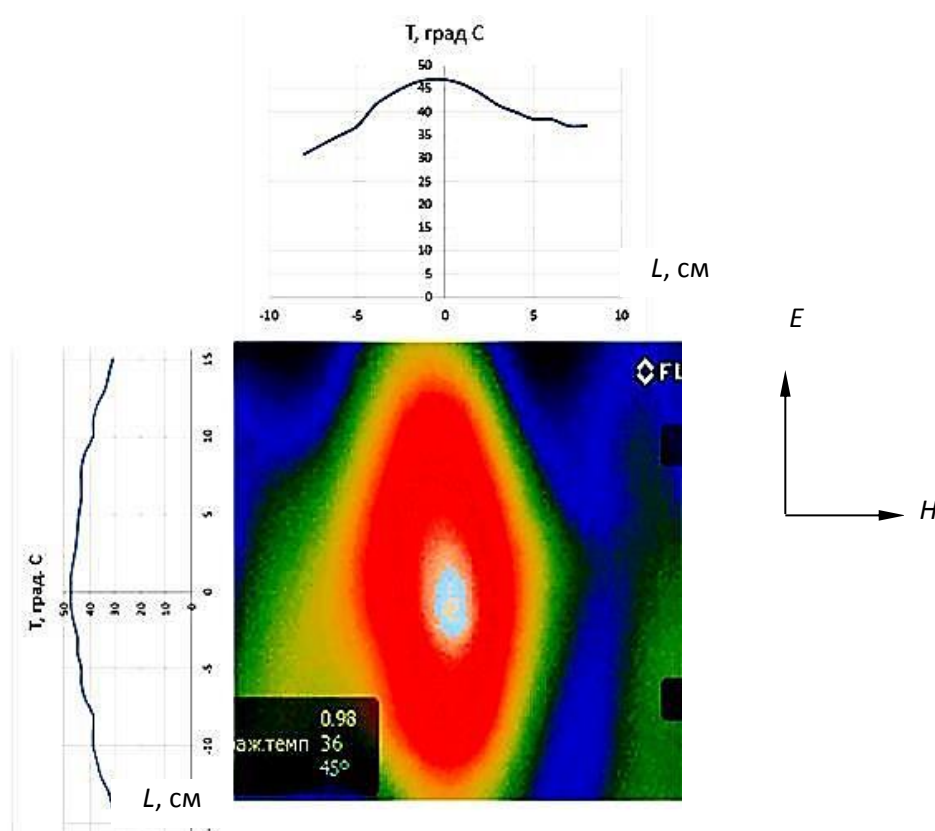


Рис. 1. Распределение и размеры температурных полей на панели из стеклопластика в плоскости раскрыва рупорного излучателя

СВЧ обработку осуществляли при помощи экспериментальной установки, созданной на базе рупорного излучателя «Жук-2-02» (рис. 2) производства ООО НПП «АгроЭкоТех» (г. Обнинск Калужской обл.) с частотой излучения – 2450 МГц в течение 3 минут, изменяя расстояние от образца до плоскости раскрыва рупорного излучателя с шагом 30,5 мм, что соответствовало четверти длины волны (122 мм) СВЧ электромагнитного поля. Это позволило выделить пучности и узлы электромагнитной волны и тем самым выполнить оценку СВЧ нагрева (соответственно и поглощен-



Рис. 1. Экспериментальная СВЧ установка на базе излучателя «Жук-2-02»

В процессе измерений антенну прибора устанавливали на штативе на уровне оси излучающего рупора экспериментальной установки на расстояниях, равных 0,5; 1,0 и 2,0 м от плоскости его раскрыва, время экспозиции в каждой точке составило 60 с согласно паспорту измерителя. Меньшие расстояния не использовались во избежание возможного повреждения измерителя и отражения высокоинтенсивной волны ЭМП (электромагнитного поля) в волновод излучателя. На основе измерений строили график зависимости ППЭ от расстояния и затем его аппроксимировали степенной

ной мощности) при расположении образцов в одинаковых внешних условиях, а именно в области максимумов СВЧ воздействия. Максимальное расстояние приняли равным 1000 мм, однако впоследствии для анализа использовали расстояние 793 мм, поскольку при больших расстояниях не удалось в принятых условиях эксперимента получить сколько-нибудь значимые различия в температуре нагрева образцов.

Предварительно устанавливали соответствие дистанции и плотности потока энергии (ППЭ) при помощи электронного измерителя ПЗ-33М (рис. 3).



Рис. 2. Электронный измеритель плотности потока энергии ПЗ-33М с антенной, закрепленной на штативе

функцией. По полученной зависимости определяли ППЭ в рабочей зоне при различном расстоянии от плоскости раскрыва до обрабатываемой поверхности (рис. 4). Путем экстраполяции средних значений определено, что в нулевой точке значение данного параметра достигает $145,0 \cdot 10^4$ мкВт/см².

Проводили эксперименты по определению уровней отраженного и поглощенного образцами СВЧ излучения. В процессе измерений антенну прибора устанавливали на штативе на уровне оси излучающего рупора согласно схеме, представленной на рис. 4. Измерения

осуществляли последовательно в 8 точках, в каждой точке измерения повторяли по три раза. Сравнивая плотность отраженного потока энергии СВЧ электромагнитного поля различными образцами, можно отметить, что для стеклопластика данный показатель составляет 1,4 % падающего потока, для отвержденного углепластика – 9,9 %. При этом прошедший через преграду поток СВЧ энергии составляет соответственно для стеклопластика (90-93) %, для углепластика (70-75) %.

Таким образом, уровень поглощенного излучения, оказывающего влияние на исследуемые материалы, составляет соответственно: (8,6-5,6) % и (20,1-15,1) %, что в целом не противоречит данным (Jing Zhou, Yingguang Li, Mengchen Zhang, Eyan Xu, Tao Yang) [16], исследовавших отражение СВЧ излучения от поверхности углепластика и стеклопластика с учетом ориентации волокон относительно E волны.

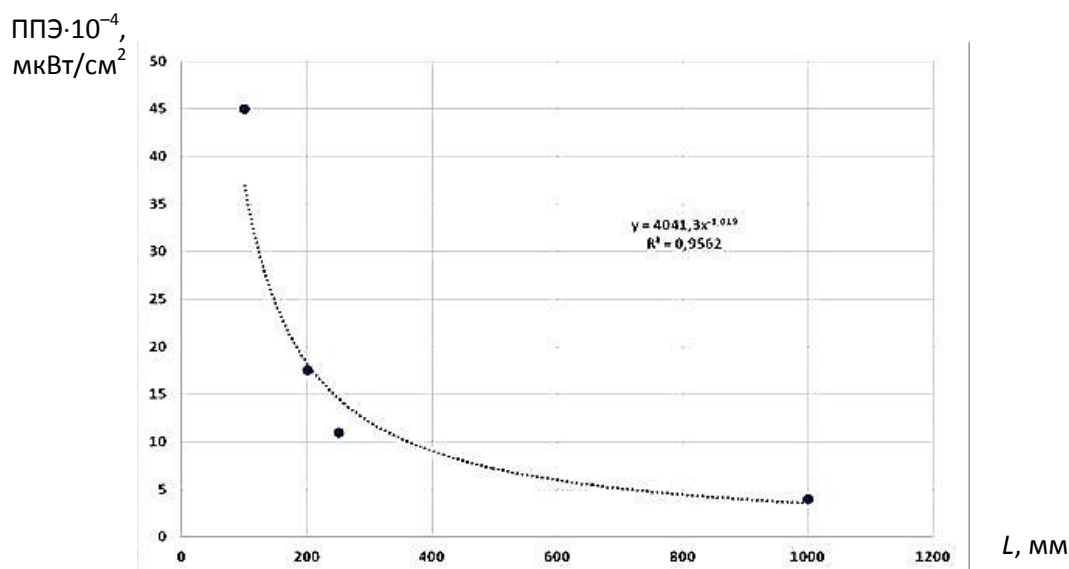


Рис. 4. Плотность потока энергии в зависимости от расстояния до плоскости раскрыва рупорного излучателя

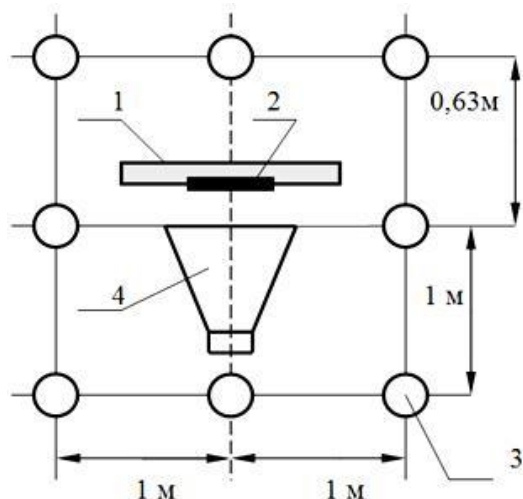


Рис. 5. Схема исследования уровней отраженного и поглощенного СВЧ излучения. Расположение измерительной антенны относительно излучающего рупора: 1 – стол из полипропилена PP; 2 – образец; 3 – измерительная антенна; 4 – излучающий рупор

Различие в уровнях отраженного и поглощенного потоков энергии может быть связано со сложной картиной внутреннего переотражения прошедшего потока от находящейся в структуре углепластика проводящей углеткани. В стеклопластике, состоящем из диэлектрического наполнителя, преобладает обычный механизм отражения и преломления электромагнитных волн, падающих на границу раздела двух сред.

На рис. 5 представлено полученное на основе анализа термограмм изменение температуры с увеличением расстояния от плоскости раскрыва рупора до образца. Можно считать с учетом многочисленных исследований СВЧ диэлектрического нагрева [11-14], что эти результаты дают удовлетворительно достоверное представление об уровне поглощенной мощности излучения в зависимости от дистанции до излучающего рупора.

Полученные зависимости с погрешностью (10-13) % аппроксимируются степенными функциями следующего вида (1) и (2) для стекло- и углепластика, соответственно:

$$y = 153,69 x^{-0,296}, \quad (1)$$

$$y = 248,26 x^{-0,281}. \quad (2)$$

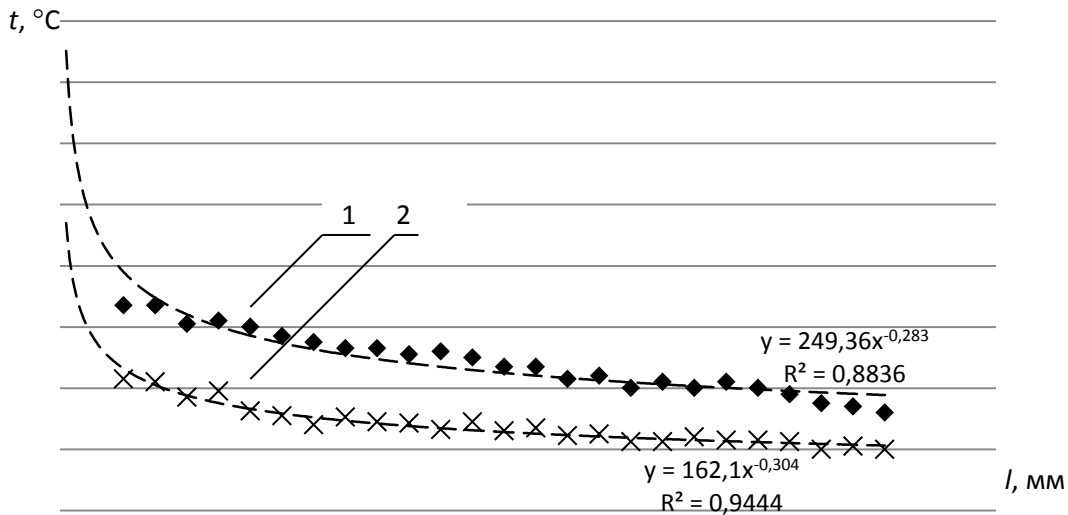


Рис. 6. Интегральная температура поверхности угле- (1) и стеклопластика (2) в зависимости от расстояния образцов до плоскости раскрыва рупорного излучателя

Отмечается, что степень влияния расстояния от образца до плоскости раскрыва рупора на температуру практически одинакова для исследованных материалов. В то же время абсолютные значения средних температур, зафиксированные для углепластика, более чем на 60 % превышают температуры стеклопластика и на расстоянии, равном четверти длины волны СВЧ электромагнитного поля, теоретически должны достигнуть значений, при которых происходит деструкция эпоксидной матрицы и неисправимое повреждение материала. Более интенсивный нагрев углепластика определяется, с одной стороны, значительно большим тангенсом угла диэлектрических потерь при сопоставимых значениях диэлектрической проницаемости по сравнению со стеклопластиком (соответственно $\text{tg } \delta = 0,17-0,42$ и $\text{tg } \delta = 0,01-0,05$; $\varepsilon = 3,3-11$ и $\varepsilon = 3,8-8$ [24]). С другой стороны, вследствие скин-эффекта в проводящих углеродных волокнах происходит дополнительное выделение теплоты в МФС углепластика.

Установлено, что если соединить точки, соответствующие средним экспериментальным значениям температуры на принятых отрезках расстояния до рупора непре-

рывной линией (рис. 7), то она будет иметь волнообразный характер. При этом если на горизонтальной оси вместо фактических значений расстояния отложить соответствующие отрезки в долях длины волны СВЧ излучения и построить на них синусоидальный закон изменения амплитуды E -волны, то с определенной долей допущения можно видеть, что максимальные значения температуры исследованных материалов совпадают с максимальными значениями амплитуды (пучностями), а минимальные значения температуры — с узлами. Фактически графическое представление изменения температуры образцов угле- и стеклопластика будет представлять собой синусоиду, наложенную на график аппроксимирующей функции, который в целом эквидистантен графику, описывающему изменение плотности потока СВЧ энергии от расстояния до плоскости раскрыва рупора. При этом, несмотря на увеличение плотности потока энергии при уменьшении расстояния до рупора, если ближняя к рупору точка соответствует узлу E -волны, а соседняя с ней удаленная от рупора точка — пучности, температура в этой точке оказывается на (3-4) °C выше.

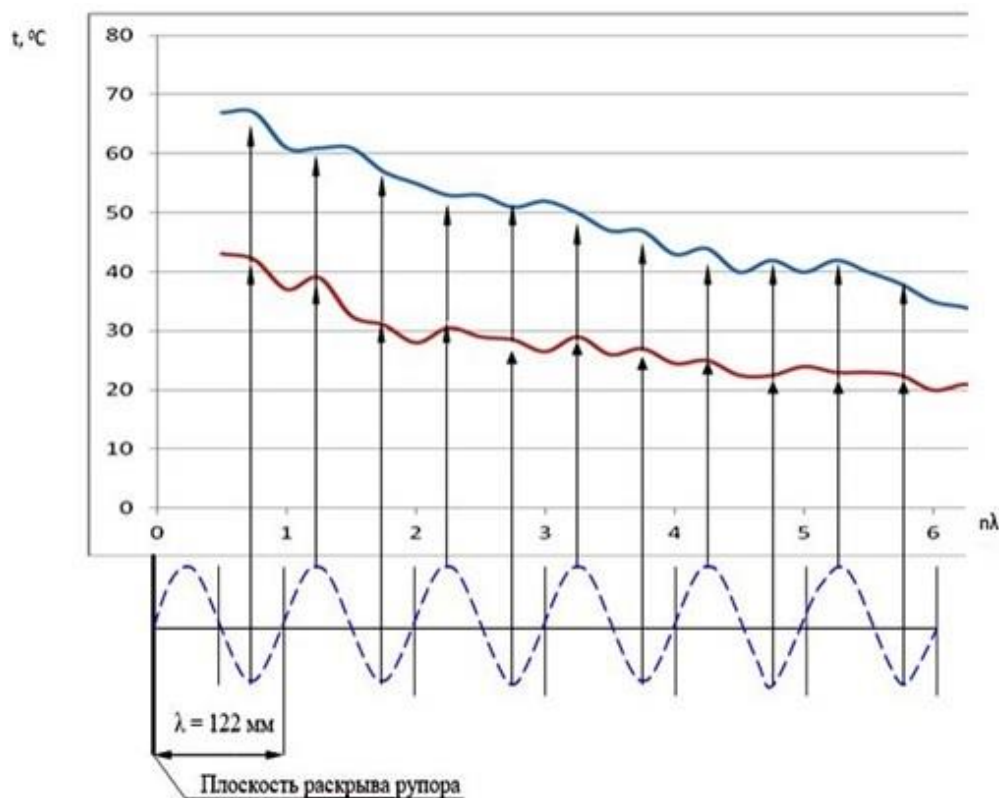


Рис. 7. Температура образцов угле- (1) и стеклопластика (2) в сопоставлении с пучностями и узловыми точками электромагнитной волны. Расстояние от плоскости раскрыва рупора указано в количестве целых длин волн

Отмечается, что для углепластика указанная зависимость менее выражена, особенно в области ППЭ, превышающих $(17-20) \cdot 10^4 \text{ мкВт/см}^2$, что может быть связано с суперпозицией тепловых полей в объеме образца и МФС, определяемых СВЧ диэлектрическим нагревом матрицы и скин-эффектом в углеродных волокнах.

Полученные результаты в целом подтверждаются выполненными авторами исследованиями повышения изгибной прочности ПКМ путем обработки их в отвержденном состоянии в СВЧ электромагнитном поле [17, 24]. Так, было установлено, что предельные напряжения трехточечного изгиба и межслоевого сдвига образцов, подвергнутых воздействию СВЧ электромагнитного поля при расстоянии до рупора, равном 200 мм, что близко положению 4-й пучности (213,5 мм), повышаются относительно контрольных на (14-18) %. При размещении образцов на расстоянии 250 мм,

что близко к положению 4-го узла (244 мм), для углепластика эффект не превышает (7-8) %, а для стеклопластика – вообще не выходит за пределы статистической ошибки.

Изложенное указывает на важность учета положения облучаемой поверхности композитного изделия в процессе СВЧ обработки в камере лучевого типа с неограниченным объемом для получения наибольшего упрочняющего эффекта и, соответственно, является обоснованием необходимости создания специальных СВЧ технологических установок с программируемым перемещением излучающего рупора эквидистантно поверхности изделия на расстоянии, которое для каждого конкретного сочетания связующего и наполнителя по их электро- и теплофизическим свойствам должно подбираться экспериментально с учетом температуры, создаваемой в зоне СВЧ воздействия при соответствующей плотности потока энергии. Также

при этом должна быть учтена диаграмма направленности излучателя, распределение энергии в которой будет влиять на размеры пятна равномерного максимального нагрева материала.

Заключение

Определено влияние плотности потока энергии СВЧ электромагнитного поля на уровень поглощенной мощности неоднородными по составу и структуре материалами на примере угле- и стеклопластика на основе анализа интегральной температуры поверхности.

Исследована относительная доля отраженной и прошедшей через материал мощности на основе измерения соответствующей плотности потока энергии. Показано, что уровень поглощенного излучения, оказывающего влияние на исследуемые материалы, составляет соответственно: (8,6-5,6) % и (20,1-15,1) % для стекло- и углепластика, что определяет в значительной степени отмеченное различие в максимальной температуре нагрева на различном расстоянии от плоскости раскрыва рупора.

Установлено, что плотность потока энергии и температура нагрева исследован-

ных материалов с погрешностью не выше (10-13)% описываются степенными функциями. При этом значение ППЭ однозначно определяется расстоянием от плоскости раскрыва излучающего рупора до объекта воздействия. Изменение температуры носит более сложный характер и представляет собой линию, близкую к синусоиде, наложенной на график ППЭ. Максимумы и минимумы температуры достаточно хорошо коррелируют с пучностями и узлами электромагнитной волны.

При разработке СВЧ технологий и оборудования для обработки отвержденных материалов, в том числе композиционных, для получения требуемого эффекта необходимо учитывать расположение объекта воздействия относительно пучности (узла) электромагнитной волны и относительно плоскости раскрыва излучающего рупора.

Работа выполнена при поддержке гранта РНФ 23-29-00526 «Аналитическая модель регламентированного по критерию повышения механических свойств нагрева в СВЧ электромагнитном поле отвержденных полимерных композиционных материалов, армированных тканями и волокнами различной природы».

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Мировой рынок углеродного волокна URL: <http://xn--80aplem.xn--p1ai/analytics/Mirovoj-rynok-uglerodnogo-volokna/> (дата обращения 09.08.2022).
2. **Дориомедов М.С.** Российский и мировой рынок полимерных композитов (обзор) // Труды ВИАМ. 2020. № 6-7 (89). С. 29-37.
3. **Каблов Е.Н.** Материалы и химические технологии для авиационной техники // Вестник Российской академии наук. 2012. Т. 82. № 6. С. 520-530.
4. **Михайлин Ю.А.** Конструкционные полимерные композиционные материалы. 2-е изд. Санкт-Петербург: Научные основы и технологии, 2010. 820 с.
5. International Plastics Handbook the Resource for Plastics Engineers / S. Brinkmann et al. Ed. Hanser. 2006.
6. Impact Damage on Composite Structures – A Review / Razali N., Sultan M.T.H., Mustapha F. et al. // The International Journal of Engineering and Science (IJES). 2014. Vol. 3. Issue 7. Pp. 8-20.
7. **Abrate S.** Impact Engineering of Composite Structures. Springer-Wien-New-York, 2011.
8. **Кулезнев В.С., Шершнев А.С.** Химическая и физическая модификация полимеров. Москва: Химия, 1990. 207 с.
9. **Студенцов В.Н.** Физическая модификация армированных реактопластов // Вестник СГТУ. 2011. № 4. Вып. 3. С. 209-218.
10. **Негров Д.А.** Влияние энергии ультразвуковых колебаний на структуру и свойства полимерного композиционного материала на основе политетрафторэтилена: дис. ... канд.

тех. наук: 05.02.01 [Место защиты: Омск, гос. техн. ун-т]. Омск, 2009. 123 с.

11. **Brovko A.V., Murphy E.K., Roth-er M.** Waveguide microwave imaging: spherical inclusion in a dielectric sample // *IEEE microwave and Wireless Comp. Lett.* 2008. Vol. 18. № 9. Pp. 647-649.

12. Microwave processing of materials / National Materials Advisory Board. Washington: National Academy Press, 1994. 150 p.

13. **Архангельский Ю.С.** Справочная книга по СВЧ-электротермии: справочник. Саратов: Научная книга, 2011. 560 с.

14. Feasibility study on microwave joining of 'green' composites / Inderdeep Singh, Pramendra Kumar Bajraia, Deepak Malika et al. // *Akademeia*. 2011. № 1 (1): ea0101. P. 1-6.

15. Accelerated Microwave Curing of Fibre-reinforced Thermoset Polymer Composites for Structural Applications: A Review of Scientific Challenges / C.O. Mgbemena, D. Li, M-F. Lin et al. // *Composites*. 2018. <https://doi.org/10.1016/j.compositesa.2018.09.012>.

16. Effect of lay-up configuration on the microwave absorption properties of carbon fiber reinforced polymer composite materials / Jing Zhou, Yingguang Li, Mengchen Zhang et al. // *Materials Today Communications*. 2021. Vol. 26. 101960. <https://doi.org/10.1016/j.mtcomm.2020.101960>.

17. **Злобина И.В., Бекренев Н.В.** О механизме повышения механических характеристик отвержденных полимерных композиционных материалов под действием СВЧ электромагнитного поля // *Известия Саратовского университета. Новая серия. Сер. Физика*. 2022. Т. 22. № 2. С. 158-169.

18. **Злобина И.В., Бекренев Н.В., Чуриков Д.О.** Анализ влияния обработки в

сверхвысокочастотном электромагнитном поле на межслоевое взаимодействие отвержденных полимерных композиционных материалов с различными наполнителями // *Письма в Журнал технической физики*. 2022. Т. 48. № 22. С. 36-38.

19. **Teawon Kim, Jaegeun Lee, Kun-Hong Lee.** Microwave heating of carbon-based solid materials // *Carbon Letters*. 2014. Vol. 15. № 1. Pp. 15-24.

20. **Bradshaw S.M., van Wyk E.J., de Swardt J.B.** Microwave heating principles and the application to the regeneration of granular activated carbon // *The Journal of The South African Institute of Mining and Metallurgy*. JULY/AUGUST 1998. Pp. 201-210.

21. **Kwak M.** Microwave Curing of Carbon-Epoxy Composites: Process Development and Material Evaluation. Imperial College London Department of Aeronautics, 2016.

22. **Мошинский Л.Я.** Эпоксидные смолы и отвердители. Тель-Авив: Аркадия-Пресс ЛТД, 1995. 371 с.

23. Патент RU № 2742147. СВЧ-установка обработки изделий из диэлектрических материалов с большими объемами и поверхностями» / И.В. Злобина, Н.В. Бекренев // *Официальный бюллетень № 4 Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам*. Москва: ФИПС, 03.02.2021 г.

24. **Злобина И.В., Бекренев Н.В.** Новые конструкторско-технологические методы повышения прочности конструкционных элементов из неметаллических композиционных материалов: монография. Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2017. 164 с.

Злобина Ирина Владимировна – кандидат технических наук, доцент кафедры «Техническая механика и мехатроника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А., научный сотрудник лаборатории специального органического синтеза отдела тонких органических технологий НИЦ «Курчатовский институт»

Irina V. Zlobina – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Technical Mechanics and Mechatronics, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Research Fellow at the Laboratory of Special Organic Synthesis of the Department of Fine Organic Technologies, National Research Centre of Kurchatov Institute

Бекренев Николай Валерьевич – доктор технических наук, профессор кафедры «Техническая механика и мехатроника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Кондратов Дмитрий Вячеславович – доктор физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой «Информационная безопасность автоматизированных систем» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Nikolaj V. Bekrenev – Dr. Sc. Tech., Professor, Department of Technical Mechanics and Mechatronics, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Dmitry V. Kondratov – Dr. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Head: Department of Information Security of Automated Systems, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Статья поступила в редакцию 05.06.23, принята к опубликованию 19.06.23

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ И ПРИКЛАДНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.317.373

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗОВОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЦИФРОВЫХ ДАТЧИКОВ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ С НЕСТАНДАРТНЫМ ПРОТОКОЛОМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ И ОТСУТСТВИЕМ МЕТКИ ВРЕМЕНИ

М.А. Савиных, Д.В. Бухтоярова, С.В. Пономарев

DETERMINING PHASE ERRORS OF DIGITAL CURRENT AND VOLTAGE SENSORS WITH A NON-STANDARD DATA TRANSFER PROTOCOL AND ABSENCE OF A TIME STAMP

M.A. Savinykh, D.V. Bukhtoyarova, S.V. Ponomarev

В данной работе рассмотрена задача контроля фазовой погрешности цифровых датчиков тока и напряжения, выдающих измерительные данные со строго заданной периодичностью, но не имеющих меток синхронизации времени, в отличие от цифровых датчиков тока и напряжения, имеющих стандартный протокол передачи данных МЭК 61850-9.2LE. Предложен метод, основанный на обработке сохраненных сигналов (цифровые осциллограммы) с последующими математическими расчетами. Для реализации метода требуются задатчики тока и напряжения, генерирующие синусоидальные сигналы в диапазонах, соответствующих рабочим диапазонам контролируемого датчика, управляемый цифровой ключ для коммутации потока данных с возможностью его синхронизации с генераторами тока и напряжения, а также устройство сбора и обработки цифровых данных (например, персональный компьютер).

Ключевые слова: фазовая погрешность, метод контроля, протокол передачи данных, цифровой датчик тока и напряжения

The main objective of the paper is the problem of phase error control for digital current and voltage sensors that produce data with a strictly specified frequency, but do not have time stamps, unlike digital current and voltage sensors that have a standard data transmission protocol IEC 61850-9.2LE. A method based on processing of stored signals (digital oscillograms) with subsequent mathematical calculations is proposed. To implement the method, the current and voltage generators are required to generate sinusoidal signals in the ranges corresponding to the operating ranges of the monitored sensor; a controlled digital key for switching the data transmission channel with a possibility for its synchronization with current and voltage generators, as well as a device for collecting and processing the digital data (for example, a personal computer).

Keywords: phase error, control method, data transmission protocol, digital current and voltage sensor

Введение

На сегодняшний день главной целью цифровизации электроэнергетических систем является улучшение таких характеристик, как: наблюдаемость, управляемость и безопасность энергетических объектов.

В электрических сетях используется оборудование, позволяющее измерять параметры электроэнергетического режима для обеспечения функционирования систем релейной защиты и автоматики (РЗА), автоматизированных систем коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ), систем мониторинга переходных режимов (СМНР) и других систем для наблюдения и управления процессами в сетях [1]. В частности, для измерения величин токов и напряжений используются измерительные трансформаторы, которые можно разделить на аналоговые и цифровые трансформаторы (датчики) тока и напряжения. В данной статье будут рассмотрены только цифровые датчики, которые преобразуют мгновенные значения измеряемой величины в цифровые коды и передают их по какому-либо интерфейсу, часто по оптоволоконному интерфейсу (ОВИ). В качестве первичных преобразователей в цифровых датчиках в сетях среднего и высокого классов напряжения чаще всего применяются емкостные и резистивно-емкостные делители напряжения и катушки Rogowski [2].

Метрологические характеристики цифровых датчиков тока и напряжения

Как и для любых измерительных приборов, для цифровых датчиков тока и напряжения актуальны вопросы определения метрологических характеристик. Аналогично измерительным трансформаторам тока и напряжения (далее – ИТТ, ИТН), цифровые датчики характеризуются амплитудной и фазовой погрешностью, поэтому необходимы методы и средства для определения этих погрешностей. Например, для ИТТ и ИТН существуют стандартные методы определения амплитудной и фазовой погрешностей, которые описаны в соответствующих ГОСТ 7746-2015 [3] и ГОСТ 1983-2015 [4].

Методы определения погрешностей для ИТТ, ИТН, а также для электронных трансформаторов тока и напряжения (далее – ЭТТ и ЭТН) с аналоговым выходом, не подходят для определения погрешностей цифровых датчиков тока и напряжения. Методы, описанные в ГОСТ Р МЭК 60044-7-2010 [5] и ГОСТ Р МЭК 60044-8-2010 [6] не подходят для исследуемых в данной статье измерителей, поскольку датчики, рассматриваемые здесь, имеют нестандартный протокол передачи данных с отсутствием метки времени. Примеры контроля фазовой погрешности для цифровых датчиков со стандартным цифровым выходом с использованием протокола МЭК 61850-9.2LE, рассматриваются в методиках поверки, описанных для комбинированного высоковольтного датчика тока и напряжения TЕСV.P1-10 [7] и для трансформатора тока и напряжения комбинированного цифрового ЦТТН [8].

Метод определения погрешностей датчиков с цифровым выходом, описанный в [5], с одной стороны, может применяться для обозначенной задачи, однако, помимо эталонного ИТТ, он требует эталонного аналогово-цифрового преобразователя с возможностью синхронизации с испытуемым датчиком. Ввиду сложности построения такой синхронной измерительной системы предложен новый метод определения фазовой погрешности таких датчиков.

Амплитудная погрешность определяется путём подачи с эталонного задатчика точных и стабильных тока и напряжения, измерения заданных данных с помощью эталона, к примеру с помощью ЭМ-61850 [9], и измерения амплитудного или среднеквадратического значения соответствующего цифрового потока. В то же время фазовую погрешность напрямую определить не получится, так как цифровые измерительные данные рассматриваемых датчиков не имеют меток времени и не синхронизированы с какой-либо системой единого времени.

Описание разработанного метода определения фазовой погрешности

Метод определения фазовой погрешности, рассматриваемый в данной статье, ак-

туален для цифровых датчиков тока и напряжения с нестандартным (проприетарным) протоколом, не имеющим меток синхронизации времени, которые необходимы для точного определения разницы фаз потока цифровых данных и аналогового сигнала эталона.

Разработанный метод определения фазовой погрешности цифровых датчиков тока и напряжения основан на измерении разницы моментов времени пересечения нуля цифровым сигналом тока или напряжения и соответствующим аналоговым сигналом. В качестве аналогового сигнала может выступать первичный ток либо напряжение, подаваемые на датчик,

либо вторичные сигналы с измерительных эталонных трансформаторов. Технически эту разницу моментов времени пересечения нуля можно определить различными способами, в статье рассмотрен один из них.

Для корректной работы метода необходимо, чтобы пакеты цифровых данных с датчика поступали со стабильной заданной периодичностью. Для этого в таких датчиках часто используются опорные импульсы стабильной частоты. В ответ на каждый импульс датчик присылает цифровой пакет измерительных данных. В этом случае временная диаграмма сигналов будет выглядеть так, как показано на рис. 1.

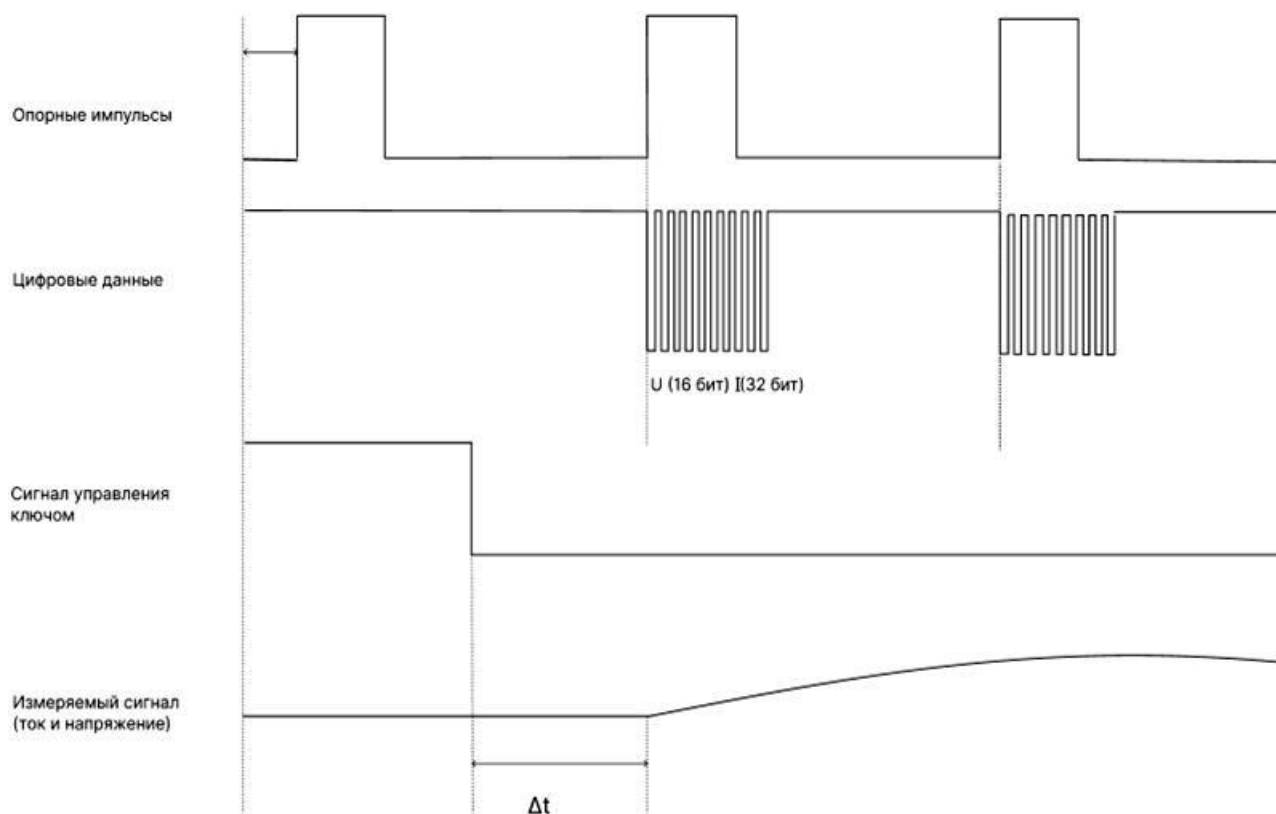


Рис. 1. Временная диаграмма сигналов

Сигнал синусоидального тока или напряжения подается на датчик с источника, частота которого равна промышленной, с такой погрешностью, чтобы за время измерения уход реального времени генерации от номинального был бы, по крайней мере, на порядок меньше ожидаемой временной задержки цифрового сиг-

нала относительно задаваемого аналогового сигнала. В этом случае можно не измерять длительность первичного сигнала с датчика, а считать, что время от начала генерации до очередного N -го перехода через ноль равно $\frac{N}{f}$, где f — частота сигнала, обычно это промышленная частота.

Цифровой сигнал с датчика необходимо декодировать, чтобы определить момент его перехода через ноль. Для синхронизации цифрового потока с началом генерации необходимо до начала генерации блокировать этот поток с помощью ключевого элемента, изображенного на рис. 1. Таким образом, последовательность действий для измерения фазовой погрешности выглядит следующим образом:

1) начальные условия – питание на датчик подано, измеряемый сигнал отсутствует, ключ блокировки цифрового потока разомкнут (данные не поступают на устройство декодирования);

2) ключ блокировки цифрового потока замыкается, данные поступают на анализатор, который позволяет декодировать значения измеренных мгновенных значений тока или напряжения;

3) одновременно с замыканием ключа либо через небольшой точно известный промежуток времени Δt после этого запускается генерация тока или напряжения (в течение промежутка Δt измеряемые сигналы нулевые);

4) в анализаторе сохраняется цифровая осциллограмма с датчика в течение нескольких периодов измеряемого сигнала;

5) для анализа выбирается N -й переход через ноль, где N выбирается таким, чтобы в соответствующий момент времени закончились все переходные процессы в датчике и его сигнал стабилизировался, в противном случае колебания амплитуды синусоидального сигнала приведут к смещению момента перехода через ноль, что может привести к существенной неопределенности работы метода;

6) методом кусочно-линейной интерполяции [10] определяется точный момент перехода через ноль цифрового сигнала для выбранного номера периода $N' \approx N$ – то есть номер «отсчета», соответствующего переходу через ноль (может быть вещественным, так как в общем случае переход через ноль будет между двумя реальными отсчетами);

7) вычисляется длительность цифрового сигнала от начала открытия ключа до означенного перехода через ноль:

$$\tau = \frac{N'}{f_s}, \quad (1)$$

здесь f_s – частота отсчетов цифрового датчика (равно частоте опорных импульсов);

8) искомая фазовая погрешность определяется как

$$\gamma^\circ = 360^\circ \cdot f \cdot (\tau - t), \quad (2)$$

здесь f – частота измеряемого сигнала тока или напряжения; t – «истинный» промежуток времени от начала генерации до выбранного перехода через ноль, который равен

$$t = N \cdot f + \Delta t, \quad (3)$$

где Δt – заданный фиксированный промежуток времени от открытия ключа до начала генерации, обозначен на рис. 1.

Пример расчета точного момента перехода через ноль с помощью метода кусочно-линейной интерполяции, упоминаемого выше (п. 6):

1) отсчитываем 10-й период сигнала напряжения. В окрестности перехода через ноль находим ближайшую к 0 положительную точку: она имеет индекс 1025 и значение 214 В, и ближайшую отрицательную: 1026 со значением –419 В (рис. 2);

2) точный момент перехода через 0 рассчитывается по следующей формуле:

$$N' = \frac{-x_{n1}}{x_{n1} - x_{n2}} + n_1, \quad (4)$$

где x_{n1} – значение ближайшей к 0 положительной точки 10-го периода; x_{n2} – значение ближайшей к 0 отрицательной точки 10-го периода; n_1 – ближайшая к 0 положительная точка 10-го периода.

Таким образом, подставив численные значения в формулу (4), получим

$$N' = \frac{-214}{214 - 419} + 1025 = 1025,338. \quad (5)$$

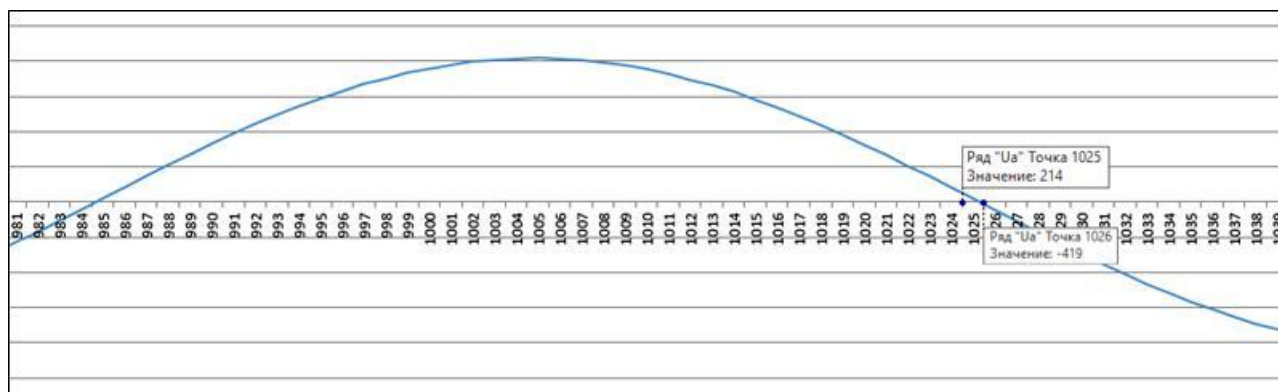


Рис. 2. Изображение 10-го периода сигнала напряжения

Апробация метода

Цифровой комбинированный датчик тока и напряжения РиМ 108.03

Для апробации метода определения фазовой погрешности, описанного в данной статье, использовался комбинированный датчик тока и напряжения производства АО «Радио и Микроэлектроника» РиМ 108.03 [11] (рис. 3). Он предназначен для использования в трехфазных трехпроводных электрических сетях с напряжением 6 и 10 кВ. В РиМ 108.03 для измерения напряжения используется емкостный делитель напряжения и катушка Роговского для измерения тока. Для функционирования РиМ 108.03

необходимо объединяющее устройство (далее – ОУ), которое формирует опорные импульсы стабильной фиксированной частоты, по которым датчик выполняет аналого-цифровые преобразования и кодирование результатов с частотой 4096 отсчетов в секунду. Опорные импульсы и результаты измерений передаются между ОУ и КДТН по двустороннему ОВИ. Метрологические характеристики РиМ 108.03 представлены в табл. 1.

Для реализации метода контроля фазовой погрешности на примере РиМ 108.03 была реализована схема, показанная на рис. 4.

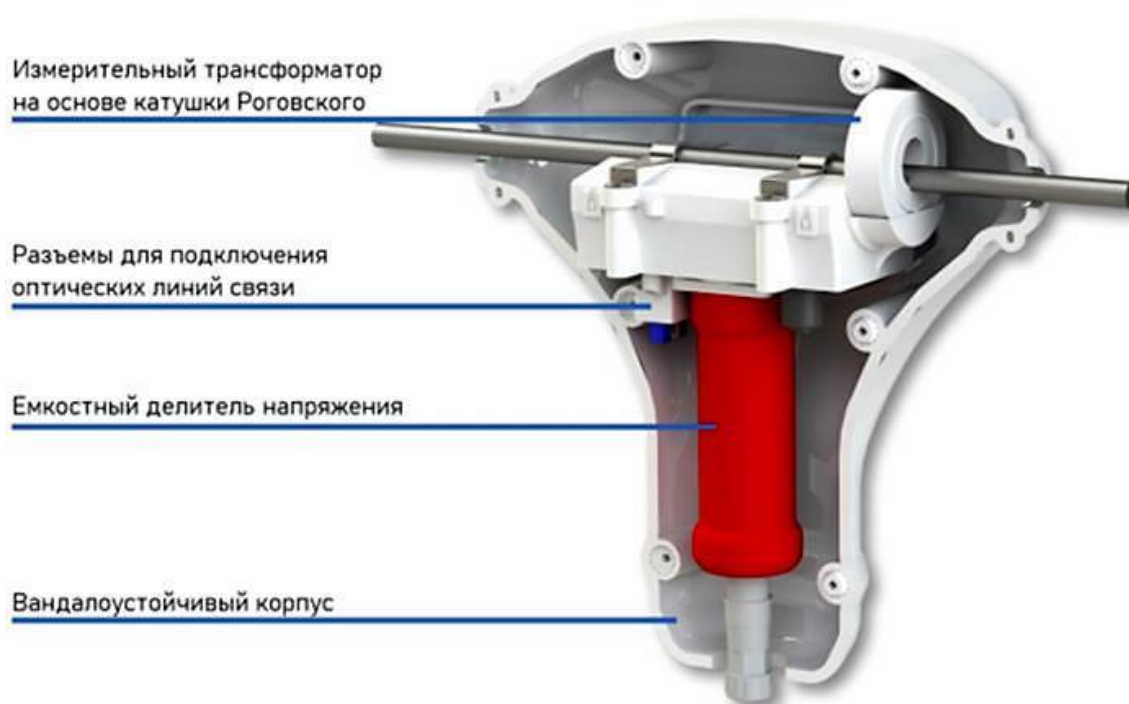


Рис. 3. Внешний вид КДТН

Таблица 1 – Основные метрологические характеристики РиМ 108.03 [11]

Характеристика	Значение
Номинальная частота $f_{ном.}$, Гц	50
Номинальное напряжение $U_{ном.}$, кВ	$6/\sqrt{3}$, $10/\sqrt{3}$
Относительная погрешность измерения напряжения	$\pm 0,5 \%$
Относительная погрешность измерения тока	$0,01 \cdot I_{ном.} \leq I < 0,05 \cdot I_{ном.} : \pm 1,5 \%$; $0,05 \cdot I_{ном.} \leq I < 0,2 \cdot I_{ном.} : \pm 0,75 \%$; $0,2 \cdot I_{ном.} \leq I < I_{ном.} : \pm 0,5 \%$; $I_{ном.} \leq I \leq I_{макс.} : \pm 0,5 \%$
Фазовая погрешность при измерении тока и напряжения, не более	15°
Номинальный ток $I_{ном.}$, А	10

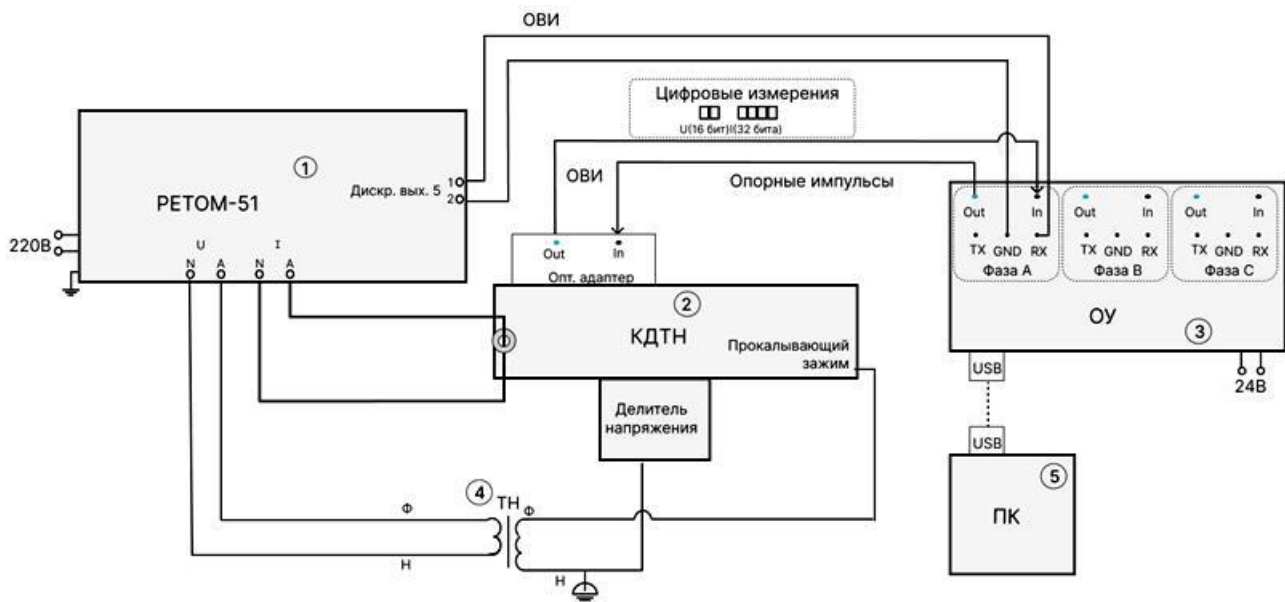


Рис. 4. Функциональная схема подключения РиМ 108.03 при контроле фазовой погрешности

На схеме обозначены:

1. Комплекс программно-технический измерительный РЕТОМ-51 [12].
2. КДТН – Комбинированный датчик тока и напряжения РиМ 108.03.
3. Объединяющее устройство
4. ТН – трансформатор напряжения не-заземляемый НОЛ.08-10 [13].
5. Персональный компьютер.

В качестве задатчика тока и напряжения используется измерительный комплекс РЕТОМ-51 [12], чьи функциональные возможности позволяют с программируемой задержкой управлять дискретными выхо-

дами. Такой выход используется для блокировки потока цифровых данных с КДТН в ОУ. Поскольку КДТН рассчитан на работу в сетях 6 и 10 кВ и предназначен для измерения фазного напряжения, то генерируемое напряжение увеличивается до уровня $6/\sqrt{3}$ кВ или $10/\sqrt{3}$ кВ с помощью трансформатора. В качестве анализатора цифрового сигнала используется ПК, куда данные с ОУ передаются по интерфейсу USB.

Результаты испытаний приведены в табл. 2.

Пример полученного графика цифрового сигнала показан на рис. 5.

Таблица 2 – Результаты испытаний

Измеряемый параметр	Номер испытания	Задержка от срабатывания ключа до начала генерации сигнала, с	Номер точки в сигнале	Длительность сигнала от начала генерации сигнала до конца 11-го периода	Точка 1 (ближайшая положит.)	Точка 2 (ближайшая отриц.)	Значение точки 1	Значение точки 2	Точка перехода через 0 расчетное	Сдвиг времени цифрового сигнала, мс	Фазовая погрешность, °
11-й период											
Ток	1	0,05	201	0,22	1307	1308	0,1697	−0,3717	1307,3135	0,0001	1,7292
	2		200	0,22	1306	1307	0,4043	−0,1372	1306,7466	0,0002	3,6325
	3		201	0,22	1307	1308	0,3920	−0,1513	1307,7215	0,0002	3,5222
	4		199	0,22	1306	1307	0,0487	−0,4951	1306,0896	0,0003	5,1400
	5		202	0,22	1308	1309	0,1696	−0,3753	1308,3112	0,0001	1,7191
Напряжение	1	0,05	201	0,22	1308	1309	180,0000	−455,0000	1308,2835	0,0003	5,9918
	2		200	0,22	1306	1307	447,0000	−186,0000	1306,7062	0,0002	3,4548
	3		201	0,22	1307	1308	440,0000	−195,0000	1307,6929	0,0002	3,3966
	4		199	0,22	1306	1307	37,0000	−597,0000	1306,0584	0,0003	5,0026
	5		201	0,22	1308	1309	18,0000	−617,0000	1308,0283	0,0003	4,8707

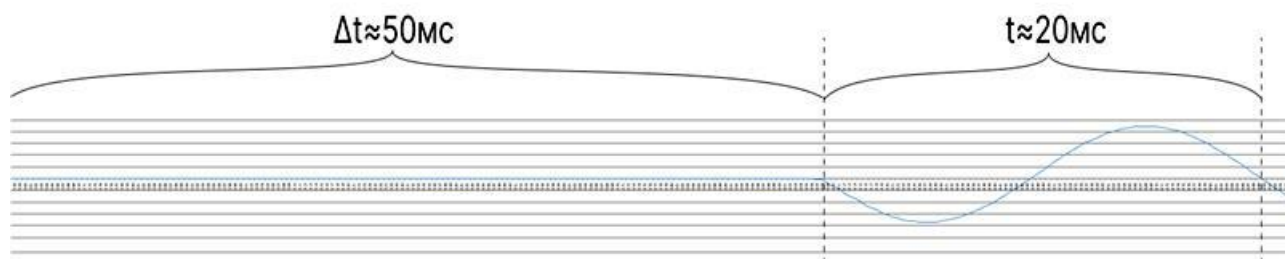


Рис. 5. Полученный цифровой сигнал

В проводимых экспериментах задержку между замыканием ключа и появлением данных использовали равной 50 мс. Переход через ноль в расчетах использовали под номером 15, так как до 10-го периода на результатах расчетов заметно сказывались переходные процессы внутри КДТН. При проведении серии экспериментов результаты определения погрешности оказались в пределах 5,15° до 8,56° при измерениях фазовой погрешности при измерении тока и от 6,82° до 9,41° при измерении напряжения. Такой разброс результатов связан с тем, что момент замыкания ключа потока цифровых данных не синхронизирован с этим потоком. Это

значит, что первая точка (пакет данных) с КДТН может поступить на ОУ как сразу после открытия ключа, так и через время периода дискретизации. Поэтому при прочих равных условиях вычисленная разница времени пересечения нуля может

отличаться на время $\frac{1}{f_s}$. Для промыш-

ленной частоты 50 Гц и частоты дискретизации КДТН, равной 4096 отсчетов/с, эта разница во времени будет соответствовать фазовому сдвигу:

$$\gamma^\circ = 360^\circ \cdot 50 \text{ Гц} \cdot \frac{1}{4096} \text{ с} \approx 4,4^\circ, \quad (6)$$

что согласуется с экспериментальными данными. При этом очевидно, что «честным» результатом будет тот, который получен в первом описанном случае, когда первая точка цифрового потока поступает сразу же после открытия ключа. Во втором случае будет иметь место дополнительная методическая погрешность γ° , поскольку τ в формуле (2) окажется на величину одного периода дискретизации меньше, при прочих равных условиях. Поскольку погрешность цифровых датчиков обычно положительна (то есть имеет место задержка цифрового сигнала относительно измеряемого аналогового, как и в случае РИМ 108.03) и $\tau > t$, при наличии дополнительной методической погрешности вследствие описанной несинхронности результат определения фазовой погрешности датчика согласно формуле (2) окажется меньше. Это значит, что при проведении серии экспериментов из всех результатов необходимо выбрать наибольший, поскольку именно он соответствует минимальной дополнительной методической погрешности. Можно аналогичным образом показать, что при отрицательной фазовой погрешности датчика из всех результатов серии экспериментов нужно выбрать наименьший. Поэтому в общем случае правило можно сформулировать так: из результатов серии экспериментов по определению фазовой погрешности цифрового датчика нужно выбрать наибольший по модулю.

Оценка погрешности метода

Погрешность измерения разработанным методом – это разница между значением фазовой погрешности, полученным в результате измерений, и её истинным значением. Она складывается из двух составляющих: инструментальные и методические.

Инструментальные включают:

- фазовый сдвиг повышающего ТН для напряжения;
- погрешность частоты задающего генератора тока и напряжения, которая увеличивает погрешность метода пропорционально N , так как растёт погрешность определения эталонного времени до искомого перехода через ноль;

– погрешность задержки времени (Δt) между открытием ключа блокировки и началом генерации потока цифровых данных.

Методические погрешности включают:

- вычислительную погрешность, связанную с кусочно-линейной интерполяцией синусоидального сигнала;
- методическую погрешность от несинхронности опорных импульсов и задающего генератора, которая возникает из-за неопределённости положения первой точки по времени.

Вычислительной составляющей погрешности можно пренебречь, так как погрешность определения момента перехода через ноль, связанная с тем, что вместо синусоидальной функции используется её линейная интерполяция, является малой. Это можно объяснить тем, что значение второй производной функции синуса в точках перехода через ноль равно нулю, и поскольку частота дискретизации сравнительно велика, участок функции, на котором выполняется кусочно-линейная интерполяция, сравнительно короткий. Поэтому если этот участок содержит нулевое значение функции синуса, то значение второй производной функции на всем участке близко к нулю. Соответственно, участок функции синуса близок к линейному и поэтому практически совпадает с функцией, полученной в результате интерполяции.

Методическая абсолютная погрешность от несинхронизированности открывания ключа с приемом первого пакета данных вычисляется по формуле

$$D^\circ = 360^\circ \cdot f \cdot f_s, \quad (7)$$

где f – промышленная частота; f_s – частота периода дискретизации.

На основании этого можно сделать вывод, что для каждого эксперимента методическая погрешность может составить от 0° до D° . Если провести серию экспериментов (в каждом из которых получится некое значение фазовой погрешности γ_i), то в пределе при бесконечном их количестве максимальная разница между результатами определе-

ния фазовой погрешности датчика составит как раз D° . При конечном же количестве экспериментов эта разница будет равна:

$$\Delta = \max(\gamma_i) - \min(\gamma_i) > 0, \quad (8)$$

при этом $|\Delta| < |D^\circ|$,

В лучшем случае в серии экспериментов будет один с нулевой методической погрешностью и ни одного с максимальной, равной D° , поэтому разница окажется меньше, чем $|D^\circ|$. В худшем же случае – наоборот, один с максимальной погрешностью D° и ни одного с минимальной. Для корректной оценки работы метода целесообразно рассмотреть именно худший вариант. Тогда абсолютная методическая погрешность для проведенной серии экспериментов составит

$$\gamma_{метод.} = \Delta + D^\circ. \quad (9)$$

Если серия экспериментов выполнена подряд, при одних условиях, значит вклад инструментальной погрешности в каждый из результатов можно принять одинаковым, поэтому оценку по формуле (9) можно считать корректной.

Инструментальная погрешность метода в случае, когда количество инструментальных погрешностей равна трем, вычисляется по формуле

$$\gamma_{инст.} = 1,1 \cdot \sqrt{\gamma_{\phi TH}^2 + \gamma_f^2 + \gamma_{\Delta t}^2}, \quad (10)$$

где 1,1 – коэффициент Стьюдента, соответствующий вероятности 95 %; $\gamma_{инст.}$ – инструментальная погрешность; γ_ϕ – фазовый сдвиг повышающего ТН для напряжения; γ_f – погрешность частоты задающего генератора, равная

$$\gamma_f = 360^\circ \cdot N \cdot \delta_{ген.}, \quad (11)$$

где $\delta_{ген.}$ – относительная нестабильность частоты задающего генератора; $\gamma_{\Delta t}$ – погрешность формирователя задержки времени, равная

$$\gamma_{\Delta t} = \delta_{\Delta t} \cdot 360^\circ \cdot f, \quad (12)$$

где $\delta_{\Delta t}$ – абсолютная погрешность от генерации задержки времени. Итоговая погрешность определения фазовой погрешности датчика предложенным методом составит

$$\gamma = \gamma_{метод.} \cdot \pm \gamma_{инст.} \quad (13)$$

Таким образом, проводя серию экспериментов, можно существенно уменьшить методическую погрешность предложенного метода.

Заключение

В статье рассмотрена задача контроля метрологических характеристик цифровых датчиков тока и напряжения с нестандартным протоколом передачи данных (мгновенных значений измеряемых величин), которая состоит из контроля амплитудной и фазовой погрешности. Контроль амплитудной погрешности не вызывает существенных сложностей, поскольку может быть выполнен по измерению среднеквадратического значения сигнала. В то время как существующие методы контроля фазовой погрешности не могут быть применены для таких датчиков, поскольку в протоколе передачи данных, который рассматривается в статье, отсутствуют метки синхронизации времени. Для реализации предложенного метода контроля фазовой погрешности требуется задатчик тока и напряжения, генерирующий синусоидальные сигналы в диапазоне, соответствующем рабочему диапазону контролируемого датчика, а также синхронизированный с ним управляемый ключ для коммутации потока цифровых данных. Также необходим преобразователь сигнала и персональный компьютер, который используется в качестве анализатора цифрового сигнала. Метод основан на обработке сохраненных сигналов с последующими математическими расчетами, что позволяет получить результат без синхронизации с системами внешнего времени и использования таких стандартных протоколов, как МЭК 61850-9.2LE. Учитывая возможность появления существенной методической погрешности, которая связана с несинхронностью задающих генераторов и проверяемого датчика, необходимо про-

известить множественные измерения, что позволит минимизировать эту составляющую погрешности и определить искомое значение фазовой погрешности датчика.

Разработанный метод апробирован на датчике РИМ 108.03, полученные экспериментальные данные согласуются с расчетными и с ожидаемыми для данного датчика.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Аношин А., Головин А.** Цифровые подстанции. Проблема внедрения устройств РЗА // Новости электротехники. 2021. URL: <http://news.elteh.ru/> (дата обращения: 20.02.2022).

2. Обработка сигналов в интеллектуальных сетях энергосистем / П.Ф. Рибейро, К.А. Дуке, П.М. да Силвейра, А.С. Серкейра. Москва: Техносфера, 2020.

3. ГОСТ 7746-2015. Трансформаторы тока. Общие технические условия. Введ. 2017-03-01. Москва: Стандартинформ, 2016.

4. ГОСТ 1983-2015. Трансформаторы напряжения. Общие технические условия. Введ. 2017-03-01. Москва: Стандартинформ, 2016.

5. ГОСТ Р МЭК 60044-7-2010. Трансформаторы измерительные. Ч. 7. Электронные трансформаторы напряжения. Введ. 2012-07-01. Москва: Стандартинформ, 2012.

6. ГОСТ Р МЭК 60044-8-2010. Трансформаторы измерительные. Ч. 7. Электрон-

ные трансформаторы тока. Введ. 2012-07-01. Москва: Стандартинформ, 2012.

7. Трансформаторы тока и напряжения измерительные комбинированные электронные ТЕСV. Методика поверки. ИЦРМ-МП-052-21. Москва, 2021.

8. Трансформаторы тока и напряжения комбинированные цифровые ЦТТН. Методика поверки. САПМ.671200.301 МП. Видное.

9. Прибор электроизмерительный многофункциональный «Энергомонитор-61850». Руководство по эксплуатации МСЗ.055.501 РЭ. Санкт-Петербург, 2016. 23 с.

10. **Никитин В.И.** Компьютерные методы моделирования физических процессов. Самара, 2016.

11. Датчик комбинированный тока и напряжения РИМ 108.03 ТУ 26.51.43-116-11821941-2020. (2022 / АО «РИМ»).

12. РЕТОМ-51 – комплекс программно-технический измерительный. Руководство по эксплуатации БРГА.441323.031 РЭ. Чебоксары.

Савиных Максим Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры защиты информации Новосибирского государственного технического университета

Бухтоярова Дарья Валерьевна – магистрант Новосибирского государственного технического университета

Пономарев Станислав Владимирович – аспирант Новосибирского государственного технического университета

Maksim A. Savinykh – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Information Security, Novosibirsk State Technical University

Darya V. Bukhtoyarova – Master student, Novosibirsk State Technical University

Stanislav V. Ponomarev – Postgraduate, Novosibirsk State Technical University

Статья поступила в редакцию 04.05.23, принята к опубликованию 09.06.23

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.314.58

АНАЛИЗ МЕТОДОВ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ КАРБИД-КРЕМНИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В.А. Шпенст, И.И. Растворова, Н.В. Краснов

ANALYSIS OF MONITORING TECHNIQUES FOR CONDITIONING SILICON CARBIDE FIELD-EFFECT TRANSISTORS

V.A. Shpenst, I.I. Rastvorova, N.V. Krasnov

В статье рассмотрены основные причины и механизмы износа карбид-кремниевых полевых транзисторов с изолированным затвором (SiC MOSFET). Представлены основные параметры, которые могут служить индикаторами состояния транзистора, и приведены основные особенности и ограничения при их применении в данном качестве. На основе приведенных параметров рассмотрены наиболее эффективные и перспективные методы мониторинга состояния SiC MOSFET.

Ключевые слова: SiC транзистор, механизм износа, мониторинг, подзатворный оксид, силовой преобразователь

Введение

В настоящее время при выборе силовых ключей для различных преобразователей энергии выбор разработчиков всё чаще падает на полевые транзисторы с изолированным затвором, выполненные из карбида кремния (SiC MOSFET) [1-3]. Физические свойства данного материала способствуют повышению производительности и эффективности работы транзистора при высоких частотах переключения, температурах и мощностях по сравнению с традиционными кремниевыми биполярными транзисторами с изолированным затвором (Si IGBT) или кремниевыми MOSFET в аналогичных приложениях [4, 5]. Кроме того, применение SiC MOSFET обес-

The article considers the main reasons and mechanisms for degradation of silicon-carbide metal-oxide-semiconductor field-effect transistors (SiCMOSFET). The main precursors of the SiCMOSFET condition are also presented, as well as their important application specifics and limitations. Based on these parameters, the most efficient and perspective SiCMOSFET condition monitoring methods are reviewed.

Keywords: SiCMOSFET, degradation mechanism, monitoring, gate oxide, power converter

печивает уменьшение динамических потерь и потерь на проводимость, а также требует гораздо меньших и более простых по конструкции фильтрующих и охлаждающих компонентов, что в конечном итоге ведет к снижению массогабаритных параметров преобразователя [4-7].

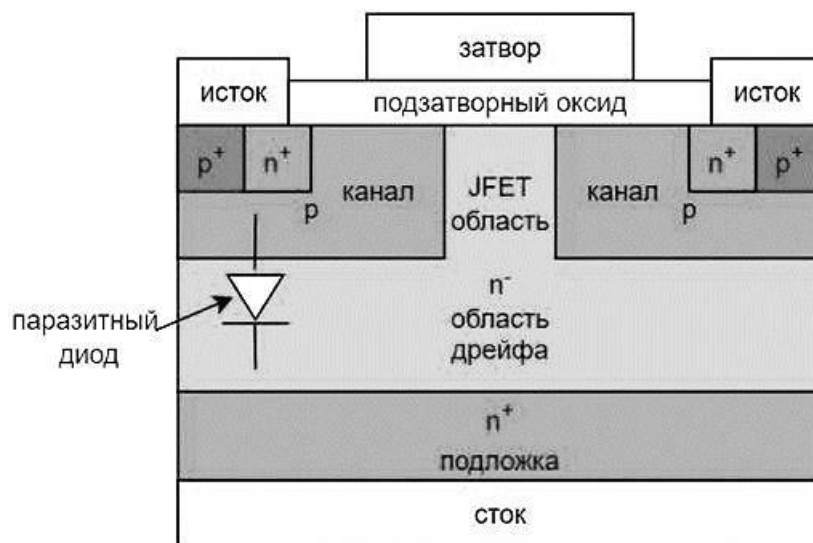
Однако эксплуатация SiC MOSFET в режиме высокой частоты переключения ведет к возникновению ряда побочных явлений и негативных последствий, сказывающихся на работе транзистора [5, 8]. К такому можно отнести возникновение электромагнитных помех, усложнение методики управления затвором транзистора, а также проблематичность измерений критически

важных параметров в моменты коммутации. Существенным последствием работы в высокочастотном режиме коммутации также является преждевременный износ транзистора.

1. Причины и механизмы преждевременного износа SiC MOSFET

В настоящее время благодаря значительным улучшениям технологии производства SiC MOSFET достигнуто существенное сни-

жение количества отказов за время эксплуатации [9], однако проблема преждевременного износа остается актуальной. При описании механизмов износа SiC MOSFET их разделяют на относящиеся к износу участков кристалла транзистора (обозначены на рисунке), которые объясняются, в первую очередь, износом подзатворного оксида, и на относящиеся к выходу из строя составных частей транзисторного модуля [10, 11].



Упрощенная структурная схема SiC MOSFET

Полупроводниковые ключи постоянно нагреваются и охлаждаются из-за различных нагрузок и коммутации, что приводит к термомеханическим нагрузкам на смежные области из-за различия коэффициентов теплового расширения [11]. В результате возникают трещины на выводах, которые затем распространяются на проводники. Еще одним механизмом износа транзистора является так называемое биполярное разрушение, возникающее при приложении к паразитному диоду прямого напряжения [10].

Основной причиной износа подзатворного оксида является возникновение внутри него перегретых участков над областью паразитного полевого транзистора с управляющим p - n переходом (JFET-область) и над областью канала [10]. Причинами перегрева указанных областей выступает большое значение ширины запрещенной зоны карбида кремния, а также длительное воздействие электрических полей высокой

напряженности, возникающих при работе транзистора [12].

Возникновение электрических полей, пагубно влияющих на подзатворный оксид, может происходить в результате пробоя диэлектрика (т. е. непосредственно оксида) или затвора [12]. Пробой диэлектрика более распространен и возникает из-за накопления зарядов дефектов оксида; по мере их последовательного выстраивания создается путь для короткого замыкания и затвор теряет управляемость. Однократный пробой затвора возникает из-за бомбардировки его тяжелыми ионами при воздействии на транзистор внешнего излучения, что приводит к накоплению положительного заряда в области контакта полупроводника и оксида и, как следствие, усилению электрического поля внутри оксида [12].

Рассматриваемые заряды дефектов оксида могут быть разделены на связанные заряды, подвижные ионы, захваченные ионы об-

ласти контакта полупроводник-оксид и области оксида. Последние два вида несут основную ответственность за снижение подвижности носителей в канале и изменение порогового напряжения [12]. При положительном смещении затвора порядка 25 В заряды дефектов усиливают электрическое поле оксида, усиливая тем самым туннельный эффект и увеличивая ток смещения затвора. Поскольку усиливается и электрическое поле оксида в области, близкой к каналу, то происходит снижение порогового напряжения, необходимого для формирования канала. Влияние захваченных зарядов на пороговое напряжение усиливается по мере приближения заряда к области канала.

2. Электрические параметры – индикаторы состояния SiC MOSFET

Во время работы транзистора во включенном режиме электрическое поле распределено равномерно по оксиду. Участки оксида, расположенные над каналом и JFET-областью, подвергаются сравнительно небольшому воздействию положительного электрического поля за счет положительного смещения напряжения затвора [10]. В выключенном состоянии указанные области, напротив, испытывают воздей-

ствие отрицательного электрического поля; его максимум приходится на центр JFET-области и снижается по мере приближения к каналу. В моменты переключения около JFET-области также возникает отрицательное электрическое поле.

Износ оксида приводит также к значительному повышению токов утечки затвора, на участке сток-исток и прямого падения напряжения на транзисторе в результате изменения сопротивления транзисторного модуля и сопротивления канала. Также износ подзатворного оксида сказывается на следующих параметрах: температура участков транзистора; сопротивление, ток и напряжение на затворе во включенном состоянии [13, 14]; сопротивление участка сток-исток во включенном состоянии; прямое напряжение и скачок обратного напряжения на паразитном диоде; крутизна; мгновенная мощность и время нарастания напряжения участка затвор-исток [9, 15, 16]. Также выявлено проявление состояния транзистора на наклоне, уровне и длительности плато напряжения, вызванного эффектом Миллера (V_{miller}) [15, 17]. Характеристики основных индикаторов состояния SiC MOSFET и особенности их использования при мониторинге приведены в таблице.

Основные индикаторы состояния SiC MOSFET

Параметр	Отражает степень износа	Зависимость от температуры	Зависимость от нагрузки
Пороговое напряжение	оксида	выявлена	не выявлена
Сопротивление во включенном состоянии	оксида и транзисторного модуля без возможности различения	выявлена	выявлена
Напряжение на паразитном диоде	оксида, транзисторного модуля и паразитного диода	выявлена	выявлена
Задержка выключения	оксида и транзисторного модуля	выявлена	выявлена
Величина плато напряжения	оксида	выявлена	не выявлена
Длительность плато напряжения	оксида	выявлена	не выявлена
Ток утечки стока	оксида, транзисторного модуля и паразитного диода	выявлена	выявлена
Ток утечки затвора	оксида и транзисторного модуля	выявлена	не выявлена
Скорость коммутации тока стока	транзисторного модуля	выявлена	выявлена
Паразитные емкости затвор-сток и затвор-исток	оксида	не выявлена	не выявлена

3. Чувствительные к температуре электрические параметры

Ключевыми параметрами мониторинга состояния транзистора являются температуры внутренних p - n переходов SiC MOSFET. Контроль температуры в режиме реального времени является критически важным в рамках терморегулирования, прогнозирования надежности и срока службы транзистора. Однако прямое измерение рассматриваемых температур при помощи тепловизора крайне затруднительно, а использование термисторов или диодных датчиков температуры является ненадежным в связи с необходимостью их гальванического или емкостного подключения непосредственно к основной цепи, что закономерно приводит к воздействию помех и скачков напряжения на данные компоненты [17, 18]. Следовательно, возникает необходимость определения чувствительных к температуре электрических параметров (ЧТЭП), измерение которых не вызывает больших трудностей и позволяет с высокой точностью оценить состояние транзистора.

Такого рода поиск ЧТЭП достаточно широко освещен в отношении Si IGBT и Si MOSFET. Так, наиболее подходящими для оценки состояния Si IGBT являются пороговое напряжение транзистора, задержка выключения транзистора и V_{miller} [19-21]. Однако применительно к SiC MOSFET данный вопрос недостаточно изучен. В основном это связано с трудностью измерения электрических параметров при высокочастотном переключении. Более того, большинство ЧТЭП, используемых для мониторинга состояния кремниевых транзисторов, являются неприменимыми в отношении SiC MOSFET, так как токи и напряжения испытывают воздействие электромагнитных помех, а колебания прямого напряжения транзистора передаются в контур управления затвором посредством паразитной входной емкости. Все перечисленное негативно сказывается на точности результатов измерений.

ЧТЭП можно разделить на статические (то есть измеряемые в момент нахождения транзистора во включенном или выключенном состоянии) и динамические (из-

меряемые в момент переключения транзистора) параметры. При рассмотрении транзисторов к основным статическим ЧТЭП относят падение напряжения на транзисторе, общее сопротивление транзистора во включенном состоянии (R_{on}) и пороговое напряжение [17]. При выборе падения напряжения в качестве индикатора состояния транзистора следует учитывать, что значения данного параметра варьируются от низковольтных во включенном состоянии до сотен вольт в выключенном; следовательно, датчик для измерения данного параметра должен обладать высокой точностью измерений и чувствительностью к широкому диапазону значений, а также должен быть изолирован от основной цепи в целях защиты от скачков напряжения. Пороговое напряжение SiC MOSFET проявляет малую чувствительность к изменениям температур внутренних участков транзистора и склонно к влиянию помех. Исследование [17] показало, что в отношении SiC MOSFET наиболее подходящим статическим ЧТЭП является R_{on} , определяемое в первую очередь сопротивлением канала и сопротивлениями обогащенной, JFET- и дрейфовой областей.

К основным динамическим ЧТЭП относятся задержка выключения транзистора (t_{d_off}), скорость коммутации тока стока при включении транзистора di_{dr_on}/dt и V_{miller} [17]. При необходимости выбора наиболее оптимального динамического ЧТЭП для оценки состояния SiC MOSFET предпочтительным является di_{dr_on}/dt , однако при его использовании необходимо учитывать влияние помех. Увеличение температуры перехода ведет к увеличению t_{d_off} , однако у SiC MOSFET эта зависимость выражена слабо и может быть усилена увеличением внешнего сопротивления затвора или входной паразитной емкости транзистора. В целом из-за рассмотренных выше трудностей измерения электрических параметров при переключении транзистора использование динамических ЧТЭП в отношении SiC MOSFET в настоящее время рассматривается редко.

Помимо температур внутренних областей, SiC MOSFET и соответствующих им ЧТЭП, в качестве индикаторов состояния транзистора могут использоваться другие параметры. В [9] рассматривается возможность использования обратного тока затвора в качестве индикатора состояния SiC MOSFET. Данный параметр определяется преимущественно степенью износа подзатворного оксида и практически не зависит от скважности, напряжения звена постоянного тока, частоты переключения и выходной мощности.

4. Методы мониторинга состояния SiC MOSFET

В пригодном SiC MOSFET ток утечки затвора во включенном состоянии составляет порядка нескольких сотен нА; для используемых на протяжении длительного времени устройств это значение составляет примерно 10-25 мА [9]. При измерении данного параметра, помимо требований к высокому разрешению и диапазону измерений датчика, важной является дискретизация высокой точности для получения данных о токе утечки затвора во включенном состоянии только при установившемся токе затвора.

В приведенном в [9] методе вместо прямого измерения тока утечки затвора оценивается заряд на затворе, то есть полный положительный заряд, накапливаемый на затворе в течение нескольких циклов переключения. Тем самым вместо высокочастотных несинусоидальных колебаний оценивается низкочастотный однополярный сигнал, для измерения которого достаточно простейшего оборудования. В данном случае заряд на затворе рассматривается как интеграл прямого тока через затвор. Соответственно, ожидается, что заряд на затворе увеличивается, как и ток утечки, по мере износа транзистора. Многократное интегрирование в течение циклов переключения способствует снижению влияния коммутационных процессов на измерения и тем самым выступает заменой дискретизации.

Полупроводниковые ключи рассчитаны на длительный период эксплуатации, поэто-

му для диагностики потенциальных аварийных ситуаций и выявления критических параметров помимо мониторинга состояния транзистора в режиме реального времени в стандартном режиме работы зачастую проводятся специальные испытания в ускоренном режиме с повышенными тепловыми и электрическими нагрузками. Стандартным испытанием качества работы SiC MOSFET такого рода является испытание циклической коммутацией постоянного тока, используемое для оценки срока службы и выявления процессов износа модуля [10]. Данный тест проводится при подаче на транзистор постоянного напряжения для моделирования температурных перепадов, определяемых параметрами нагрузки или окружающей среды. Колебания температуры спустя определенное время приводят к возникновению термомеханических нагрузок на транзисторный модуль и, как следствие, обрыву проводников и отслоению припоя из-за различия коэффициентов теплового расширения данных материалов. Также для оценки срока службы подзатворного оксида и выявления дефектов последнего могут применяться высокотемпературные тесты со смещением затвора и с обратным смещением [22, 23].

В дополнение к мониторингу в режиме реального времени возможно также использование оффлайн-мониторинга транзистора для более точной оценки его электрических параметров. Данный вид мониторинга осуществляется непосредственно по отношению к транзистору, изъятому из цепи преобразователя.

Одной из целей при выборе электрического параметра, используемого для оценки состояния транзистора, является подбор такого параметра, изменение которого говорило бы однозначно только об одной из характеристик состояния транзистора. Например, прямое падение напряжения на транзисторе не является желательным индикатором для мониторинга, поскольку на нем сказывается и износ транзисторного модуля в целом, и износ полупроводникового кристалла, поэтому на основе оценки данного параметра невозможно четко определить конкретную причину ухудшения

рабочих характеристик устройства [10]. Аналогичным образом мониторинг на основе сопротивления во включенном состоянии не позволяет различить по отдельности степень износа кристалла и модуля [10, 11]. Примером метода мониторинга, определяющим конкретную причину износа устройства, является использование порогового напряжения в качестве индикатора состояния: данный параметр характеризует только степень износа подзатворного оксида [11].

Метод, позволяющий точно определить одновременно и независимо друг от друга степень износа как транзисторного модуля, так и внутренних участков транзистора, представлен в [11]. SiC MOSFET обладает дополнительным режимом проводимости в третьем квадранте: при смещении затвора в пределах от 0 до -4 В ток протекает по каналу вместо паразитного диода. Это позволяет независимо использовать напряжение на паразитном диоде в качестве индикатора как износа кристалла, так и износа модуля за счет оценки этого напряжения при различных напряжениях на затворе.

Согласно предложенной методике, сначала на затвор подается отрицательное напряжение, создающее путь проводимости через паразитный диод; в данном режиме оценивается состояние модуля. Затем путем подачи нулевого напряжения, возникает путь проводимости через канал в обход паразитного диода; в данном режиме оценивается износ внутренних участков транзистора и модуля совместно. Таким образом, с учетом полученных ранее данных о состоянии модуля, данные о состоянии кристалла могут быть выделены отдельно.

При необходимости оценки исключительно состояния подзатворного оксида без учета температуры внутренних участков транзистора могут быть использованы электрические параметры, слабо или полностью нечувствительные к температуре. В [12] в качестве такого рода параметров приводятся паразитные емкости участков затвор-сток и сток-исток. Указанные параметры не только нечувствительны к температуре, но также и не зависят от нагрузоч-

ных характеристик и определяются только состоянием подзатворного оксида.

Также в настоящее время проводятся исследования, ставящие целью найти новые индикаторы состояния транзистора. Так, в [24] предлагается метод мониторинга, основанный на использовании спектра люминесцентного излучения, испускаемого паразитным диодом и являющегося индикатором температуры внутренних p - n переходов и тока через транзистор. Данное люминесцентное излучение паразитного диода находится в видимой части спектра и возникает из-за рекомбинационных процессов внутри полупроводниковых структур транзистора, которые приводят к испусканию фотонов.

Измерение интенсивности описываемого излучения не требует наличия гальванической связи с преобразователем. С увеличением тока интенсивность свечения растет, так как за одно и то же время поступает большее количество носителей заряда. Влияние температуры сказывается на длине волны излучения. Поскольку в стандартных условиях эксплуатации транзистора паразитный диод проводит ток только в течение «мертвого времени», длящегося порядка 100-500 нс, датчики излучения должны быть максимально точны и обладать высоким разрешением.

В [15] рассматривается возможность использования тензодатчика в качестве главного измерительного прибора при мониторинге состояния транзистора. Предлагаемый тензодатчик представляет собой пассивный передатчик, закрепляемый непосредственно на транзисторном модуле и преобразующий оказываемое на него механическое давление, возникающее при работе SiC MOSFET в высокочастотном режиме коммутации, в пропорциональный ему электрический сигнал посредством изменения сопротивления датчика. Таким образом, в качестве индикатора износа транзистора выступает усиление вибраций при его работе.

Метод, основанный на использовании сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), описан в [18]. В момент, когда тран-

зистор выключен, на его затвор подаётся ЛЧМ сигнал высокой частоты, не превышающей резонансной частоты полного сопротивления участка затвор-исток. Частотный отклик напряжения на участке затвор-исток проходит преобразование Фурье. Результаты демонстрируют линейную зависимость полученного напряжения на участке затвор-исток от температуры перехода. В данном методе мониторинга производная полного сопротивления участка затвор-исток выступает в качестве ЧТЭП; использование данного параметра способствует упрощению мониторинга, поскольку не требует данных о числовых значениях параметров паразитных элементов транзистора.

Заключение

Преждевременный выход SiC MOSFET из строя, вызванный работой данных транзисторов при крайне высокой частоте переключения, обуславливается рядом физических процессов, протекающих внутри транзистора при его эксплуатации. В связи с этим в статье представлены основные электрические параметры, которые могут служить точными индикаторами состояния SiC MOSFET и указывать на причину той или иной неисправности. В дополнение приведены методики мониторинга состояния транзистора, опирающиеся на рассмотренные параметры, и основные преимущества и ограничения при их использовании.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Повышение эффективности электротехнических преобразовательных комплексов для питания электролизёров алюминия / Б.Н. Абрамович, А.А. Веприков, Ю.А. Сычев, К.А. Хомяков // Цветные металлы. 2016. № 10. С. 49-53.
2. **Козярук А.Е.** Энергоэффективные электромеханические комплексы горнодобывающих и транспортных машин // Записки Горного института. 2016. Т. 218. С. 261-269.
3. **Сычев Ю.А., Зимин Р.Ю.** Повышение качества электроэнергии в системах электроснабжения минерально-сырьевого комплекса гибридными фильтрокомпенсирующими устройствами // Записки Горного института. 2021. Т. 247. С. 132-140.
4. Wide bandgap DC-DC converter topologies for power applications / M. Parvez et al. // Proceedings of the IEEE. 2021.
5. **Ульянов А.В., Шибeko Р.В.** Применение SiC-транзисторов для построения силовых преобразовательных блоков // Современные наукоемкие технологии. 2021. № 8. С. 124-131.
6. Comparison of wide-band-gap technologies for soft-switching losses at high frequencies / A. Jafari et al. // IEEE Transactions on power electronics. 2020. Т. 35. № 12. С. 12595-12600.
7. **Шклярский Я.Э., Барданов А.И.** Управление активным выпрямителем напряжения в составе частотно-регулируемого привода при провалах напряжения // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2018. № 4. С. 414-425.
8. Обеспечение энергетической развязки электроприводов и сетей электроснабжения промышленных электротехнических комплексов / Б.Ю. Васильев, В.А. Шпенст, О.В. Калашников, Г.Н. Ульянов // Записки Горного института. 2018. Т. 229. С. 42-49.
9. Condition monitoring of SiC MOSFETs based on gate-leakage current estimation / P. Wang et al. // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. 2021. Т. 71. С. 1-10.
10. Investigation on degradation of SiC MOSFET under accelerated stress in PFC converter / X. Jiang et al. // IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics. 2020.
11. A new complete condition monitoring method for SiC power MOSFETs / E. Ugur et al. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020. Т. 68. № 2. С. 1654-1664.
12. Temperature-independent gate-oxide degradation monitoring of SiC MOSFETs based on junction capacitances / M. Farhadi

et al. // IEEE Transactions on power electronics. 2021. T. 36. № 7. C. 8308-8324.

13. **Entzminger C., Qiao W., Qu L.** Case temperature monitoring-based online condition monitoring of SiC MOSFET power modules using a radial basis function network // 2020 IEEE Energy conversion congress and exposition (ECCE). IEEE, 2020. C. 5296-5301.

14. Comparison of the threshold-voltage stability of SiC MOSFETs with thermally grown and deposited gate oxides / M. Grieb et al. // Materials science forum. Trans Tech Publications Ltd, 2010. T. 645. C. 681-684.

15. A multi-physics approach to condition monitoring of SiC power module / M. Hologne-Carpentier et al. // Microelectronic engineering. 2021. T. 250. C. 111633.

16. Investigation on degradation mechanism and optimization for SiC power MOSFETs under long-term short-circuit stress / J. Wei et al. // IEEE 30th International symposium on power semiconductor devices and ICs (ISPSD). 2018. C. 399-402.

17. Comparative study of temperature sensitive electrical parameters for junction temperature monitoring in SiC MOSFET and Si IGBT / H. Yu et al. // IEEE 9th International power electronics and motion control conference (IPEMC2020-ECCE Asia). 2020. C. 905-909.

18. Temperature estimation of SiC power devices using high frequency chirp signals /

X. Lu et al. // Energies. 2021. T. 14. № 16. C. 4912.

19. **Luo H., Li W., He X.** Online high-power PiN diode chip temperature extraction and prediction method with maximum recovery current di/dt // IEEE Transactions on power electronics. 2014. T. 30. № 5. C. 2395-2404.

20. **Eleffendi M.A., Johnson C.M.** Application of Kalman filter to estimate junction temperature in IGBT power modules // IEEE Transactions on power electronics. 2015. T. 31. № 2. C. 1576-1587.

21. **Van der Broeck C.H., Gospodinov A., De Doncker R.W.** IGBT junction temperature estimation via gate voltage plateau sensing // IEEE Transactions on industry applications. 2018. T. 54. № 5. C. 4752-4763.

22. **Yang L., Castellazzi A.** High temperature gate-bias and reverse-bias tests on SiC MOSFETs // Microelectronics reliability. 2013. T. 53. № 9-11. C. 1771-1773.

23. Performance evaluation of SiC power MOSFETs for high-temperature applications / Z. Chen et al. // 15th International power electronics and motion control conference (EPE/PEMC). IEEE, 2012. C. DS1a. 8-1-DS1a. 8-9.

24. Next generation monitoring of SiC mosfet s via spectral electroluminescence sensing / S. Kalker et al. // IEEE Transactions on industry applications. 2021. T. 57. № 3. C. 2746-2757.

Шпенст Вадим Анатольевич – доктор технических наук, профессор, декан Энергетического факультета Санкт-Петербургского горного университета

Растворова Ирина Ивановна – доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой электронных систем Санкт-Петербургского горного университета

Краснов Никита Вадимович – аспирант кафедры электронных систем Санкт-Петербургского горного университета

Vadim A. Shpenst – Dr. Sci. Tech, Professor, Department of Electric Power and Electromechanics, Saint Petersburg Mining University

Irina I. Rastvorova – Dr. Sci. Tech, Associate Professor, Head: Department of Electronic Systems, Saint Petersburg Mining University

Nikita V. Krasnov – Postgraduate, Department of Electronic Systems, Saint Petersburg Mining University

Статья поступила в редакцию 30.05.23, принята к опубликованию 16.06.23

УДК 621.311

АНАЛИЗ ЗАТРАТ ЭНЕРГОНОСИТЕЛЕЙ НА СОБСТВЕННЫЕ НУЖДЫ ПОДСТАНЦИИ С УЧЕТОМ УТИЛИЗАЦИИ ТЕПЛОВОЙ ЭНЕРГИИ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

М.А. Назаров, А.Ю. Хренников

ESTIMATING MAIN UTILITY COSTS FOR THE OWN NEEDS OF A SUBSTATION WITH ACCOUNT FOR UTILIZATION OF HEAT OF POWER TRANSFORMERS

M.A. Nazarov, A.Yu. Khrennikov

В данной статье представлены результаты затрат энергоносителей при использовании различных систем утилизации тепловой энергии трансформаторного масла с учетом изменения температуры воздуха в течение года, а также изменения параметров масла в зависимости от его температуры.

Ключевые слова: *энергосбережение, собственные нужды подстанции, энергоэффективность, снижение потерь*

Значительную часть электроэнергетических затрат на собственные нужды подстанции составляют процессы по обогреву и охлаждению оборудования [1, 4].

Для повышения энергоэффективности использования ресурсов на собственные нужды подстанции необходимо аккумулировать тепловую энергию системы охлаждения силового трансформатора и системы кондиционирования ОПУ (общеподстанционный пункт управления) подстанции [5]. Схема аккумулирования тепловой энергии подстанции представлена на рис. 1.

Тепловой грунтовой аккумулятор представляет собой объем грунта, который заключен в оболочку различной формы (для расчета принята прямоугольная призма), расположен ниже уровня промерзания грунта, покрыт слоями гидроизоляции и пароизоляции.

This article presents estimations of main utility costs when using various systems for utilization of thermal energy of the transformer oil, taking into account the changes in air temperature over the entire year, including the changes in oil parameters depending on its temperature.

Keywords: *energy saving, substation auxiliary needs, energy efficiency, loss enhancement*

Передача тепла в данный аккумулятор осуществляется при прохождении теплоносителя по плотно уложенному и длинному контуру, выполненному из труб ПНД (полиэтилена низкого давления).

Грунтовой теплообменник выполнен также из труб ПНД, расположенных в неутепленном объеме грунта, которые необходимы для предварительного подогрева теплоносителя.

При снижении температуры ниже 18 °С, подается сигнал с датчика температуры помещений подстанции на электромагнитный трехходовой клапан ИТП (индивидуальный тепловой пункт). Заслонка электромагнитного клапана поворачивается на требуемый угол, температура помещений подстанции повышается или понижается.

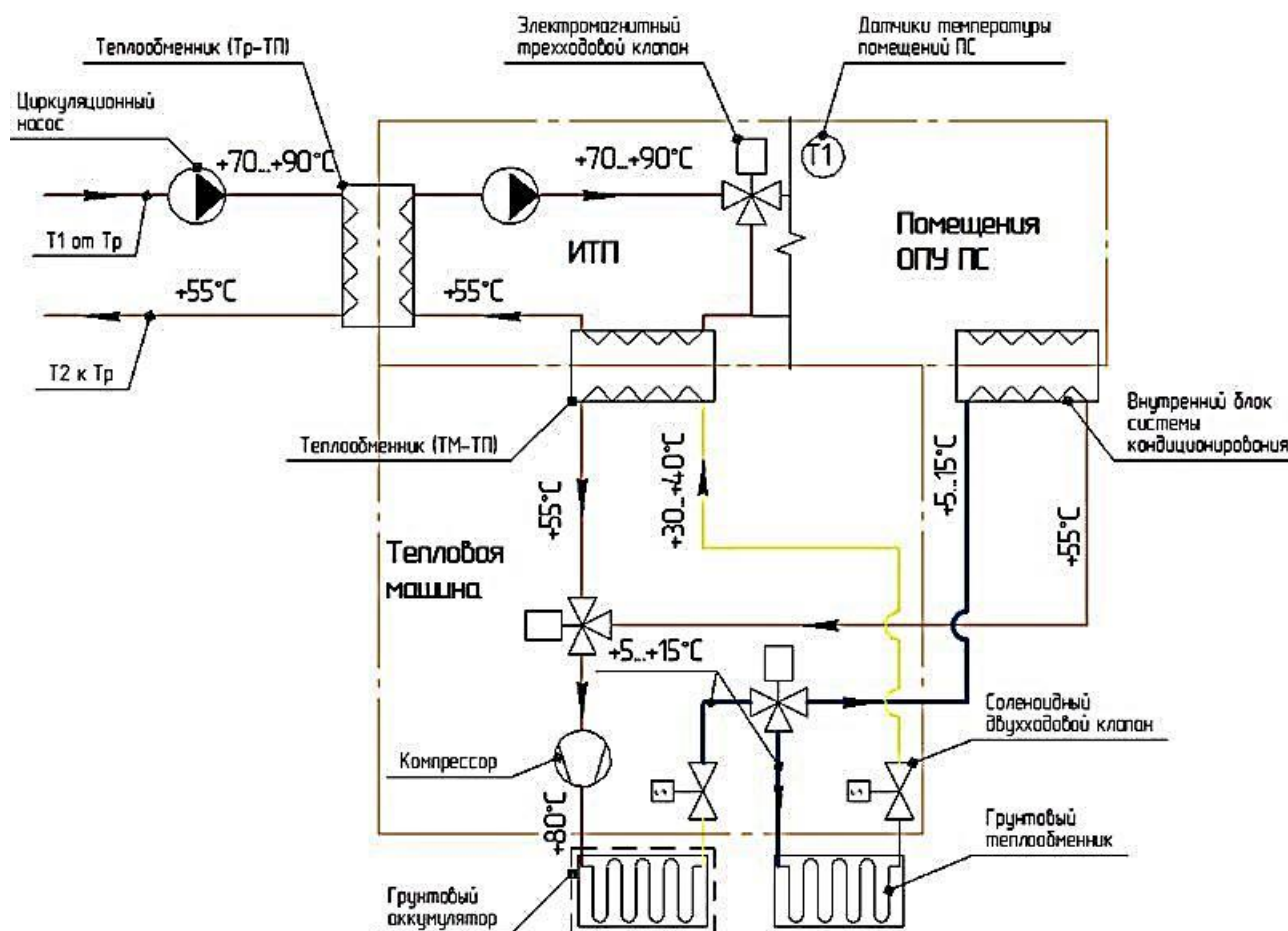


Рис. 1. Принципиальная схема аккумуляции тепловой энергии в летний период

В случае недостатка тепловой энергии, поступающей на подогрев теплоносителя системы отопления подстанции, используется тепловая энергия, запасенная в грунтовом аккумуляторе (рис. 2).

Система кондиционирования отключена, поскольку используется при температуре окружающей среды выше 24 °С.

Когда тепловая энергия не аккумулируется, то тепловая машина работает по обратному циклу.

Грунтовый теплообменник требуется для подогрева охлажденного этиленгликоля, используемого в качестве теплоносителя тепловой машины [5].

Тепловой поток трансформаторного масла отводимого системой охлаждения определяется по формуле

$$\frac{dQ_{mp}}{dt} = G_{тр} \cdot \rho_{масл} \cdot c_{масл} \cdot (\theta_{масл} - \theta'_{масл}), \quad (1)$$

где $P_{тр}$ – производительность маслонасоса трансформатора, м³/ч; $\rho_{масл}$ – плотность трансформаторного масла, кг/м³; $c_{масл}$ – теплоемкость трансформаторного масла, Дж/(кг·°С); $\theta_{масл}$ – температура масла верхних слоев в трансформаторном баке, °С; $\theta'_{масл}$ – температура масла, отведенного из теплообменника ТР-ТП к трансформатору, °С.

Маслонасос принимаем МТ-100/8 с подачей 100 м³/ч, причем температура масла, отведенного из теплообменника ТР-ТП к трансформатору, должна быть не меньше 55 °С. Для расчета температуры верхних слоев необходимо воспользоваться ГОСТ 14209-97.

Показатели для систем с естественным масляным охлаждением (М), естественным масляным охлаждением с дутьем (Д), принудительной циркуляцией масла и дутьем (ДЦ), и масляно-водяным охлаждением (Ц) приведены в табл. 1 [2].

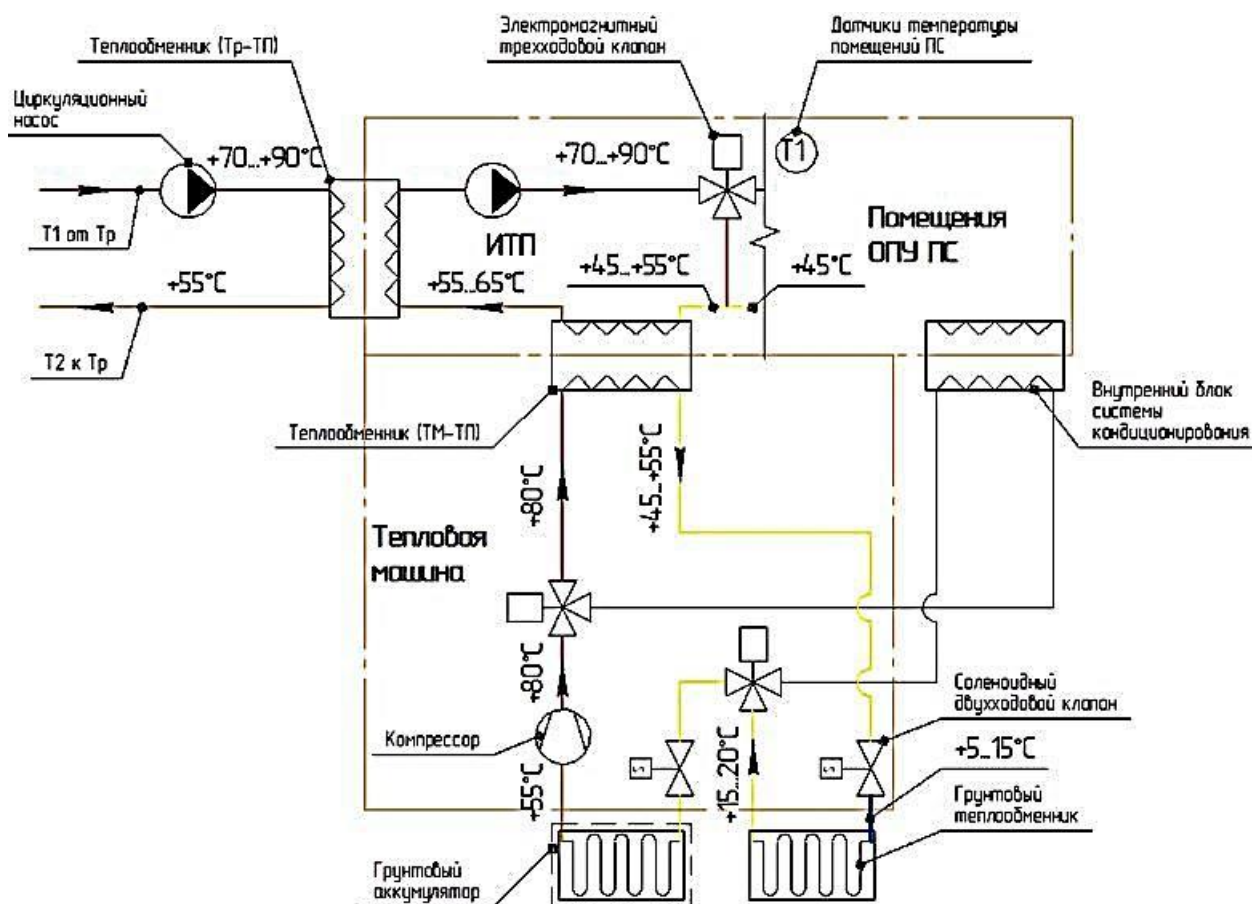


Рис. 2. Принципиальная схема работы отопительной системы подстанции в зимний период

Таблица 1 – Тепловые характеристики трансформаторов

Наименование показателя	Обозначение	Тип системы охлаждения	
		М и Д	ДЦ и Ц
Показатель степени масла	x	0,8	0,9
Показатель степени обмотки	y	1,6	1,6
Отношение потерь	R	1,6	1,6
Превышение температуры масла на выходе из обмотки	$\Delta\theta_{нрм}$	52	56
Превышение средней температуры масла	$\Delta\theta_{ср}$	43	46
Превышение температуры масла в нижней части обмотки	$\Delta\theta_{но}$	34	36
Градиент температуры наиболее нагретой точки обмотки	$H_{зм}$	26	22

Согласно данным ПАО «ФСК ЕЭС», подавляющее большинство трансформаторов имеют систему охлаждения типа ДЦ.

Для охладителей типа ДЦ и Ц максимальная температура масла наиболее нагретой точки в трансформаторном баке определяется по выражению

$$\theta_{масл} = \theta_{нар} + \Delta\theta_{нрм} \left(\frac{1 + RK_3^2}{1 + R} \right)^x + 2(\Delta\theta_{ср} - \Delta\theta_{но}) K_3^y + H_{зм} K_3^y, \quad (2)$$

где $T_{нар}$ – наружная температура воздуха; K_3 – коэффициент загрузки.

Для определения тепловой отдачи системы охлаждения силового трансформатора необходимо учитывать изменение теплоемкости и плотности трансформаторного масла в зависимости от температуры наиболее нагретой точки.

Используя отдельно взятые справочные данные [6], определяем по формулам линейной интерполяции усредненные коэффициенты наклона и смещения функций плотности и теплоемкости, используя крайние точки рассматриваемого участка графика:

$$k_{C_p} = \frac{c'_{pk} - c'_{p0}}{T_{Mk} - T_{M0}}, \quad (3)$$

$$k_{C_p} = \frac{2140 - 1870}{100 - 55} = 6,$$

$$m_{C_p} = C'_{p0} - k_{C_p} T_{M0}, \quad (4)$$

$$m_{C_p} = 1870 - 6 \cdot 55 = 1540 \text{ Дж/кг} \cdot \text{К},$$

$$k_{\rho} = \frac{\rho'_k - \rho'_0}{T_{Mk} - T_{M0}}, \quad (5)$$

$$k_{\rho} = \frac{816 - 842,7}{100 - 55} = -0,59556,$$

$$m_{\rho} = \rho'_0 - k_{\rho} T_{M0}, \quad (5)$$

$$m_{\rho} = 842,7 - (-0,59556) \cdot 55 = 875,6 \text{ кг/м}^3.$$

По полученным коэффициентам определяем расчетные значения плотности и теплоемкостей трансформаторного масла при различных значениях температуры.

Расчетные значения имеют незначительную погрешность. Принимаем полученные коэффициенты, вносим их в математическую модель (рис. 3).

Таблица 2 – Расчетные и справочные значения плотности и теплоемкости трансформаторного масла [6]

ТМ, °С	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100
C_p' , кДж/(кг·К)	1,87	1,90	1,93	1,96	1,99	2,02	2,05	2,08	2,11	2,14
C_p , кДж/(кг·К)	1,87	1,90	1,93	1,96	1,99	2,02	2,05	2,08	2,11	2,14
ρ' , кг/м ³	842,8	839,8	836,8	833,9	830,9	827,9	824,9	822,0	819,0	816,0
ρ , кг/м ³	842,7	839,7	836,7	833,8	830,8	827,9	824,9	821,9	819,0	816,0

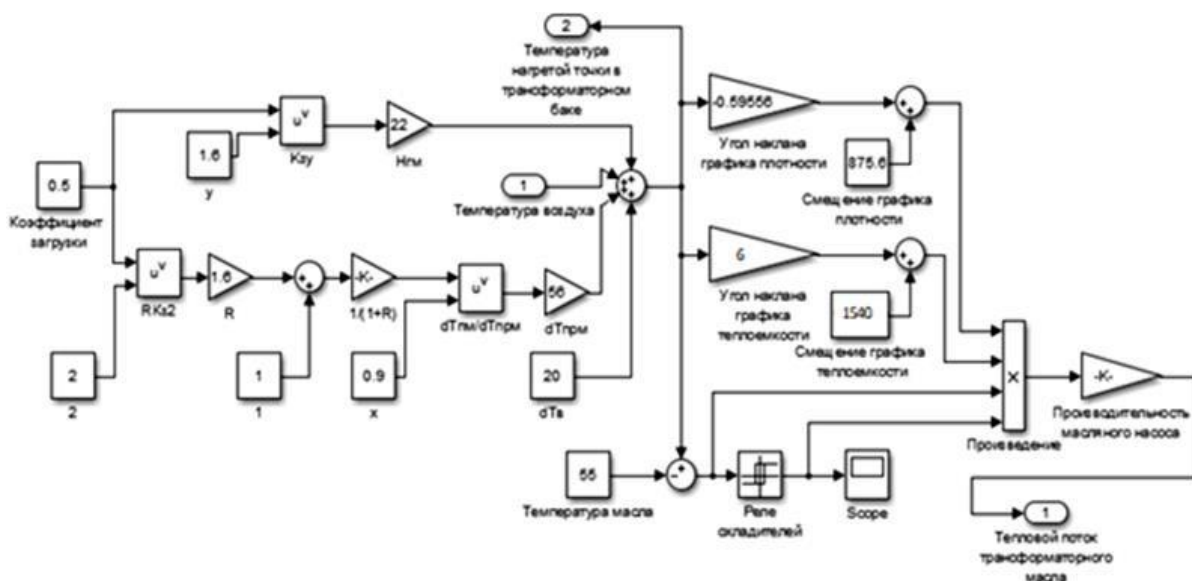


Рис. 3. Подсистема модели для определения теплового потока трансформаторного масла с учетом изменений параметров трансформаторного масла в зависимости от его температуры

Расчет проведем на примере ОПУ подстанции размерами 12×48 м. Изменение температуры воздуха в течение года примем для Московской области.

Размеры теплового аккумулятора для данного размера подстанции следует принять 20×20×10 м для поддержания требуемого температурного диапазона ПНД труб.

Теперь определим потребление энерго-ресурсов дополнительного источника теп-

ловой энергии в кВт·ч в течение года, используя математические модели с применением тепловой машины. Результаты снятых показаний занесем в табл. 3.

Коэффициенты загрузки приняты не менее 0,5 при работе двух силовых трансформаторов. При коэффициенте загрузки ниже 0,5 происходит отключение одного из трансформаторов.

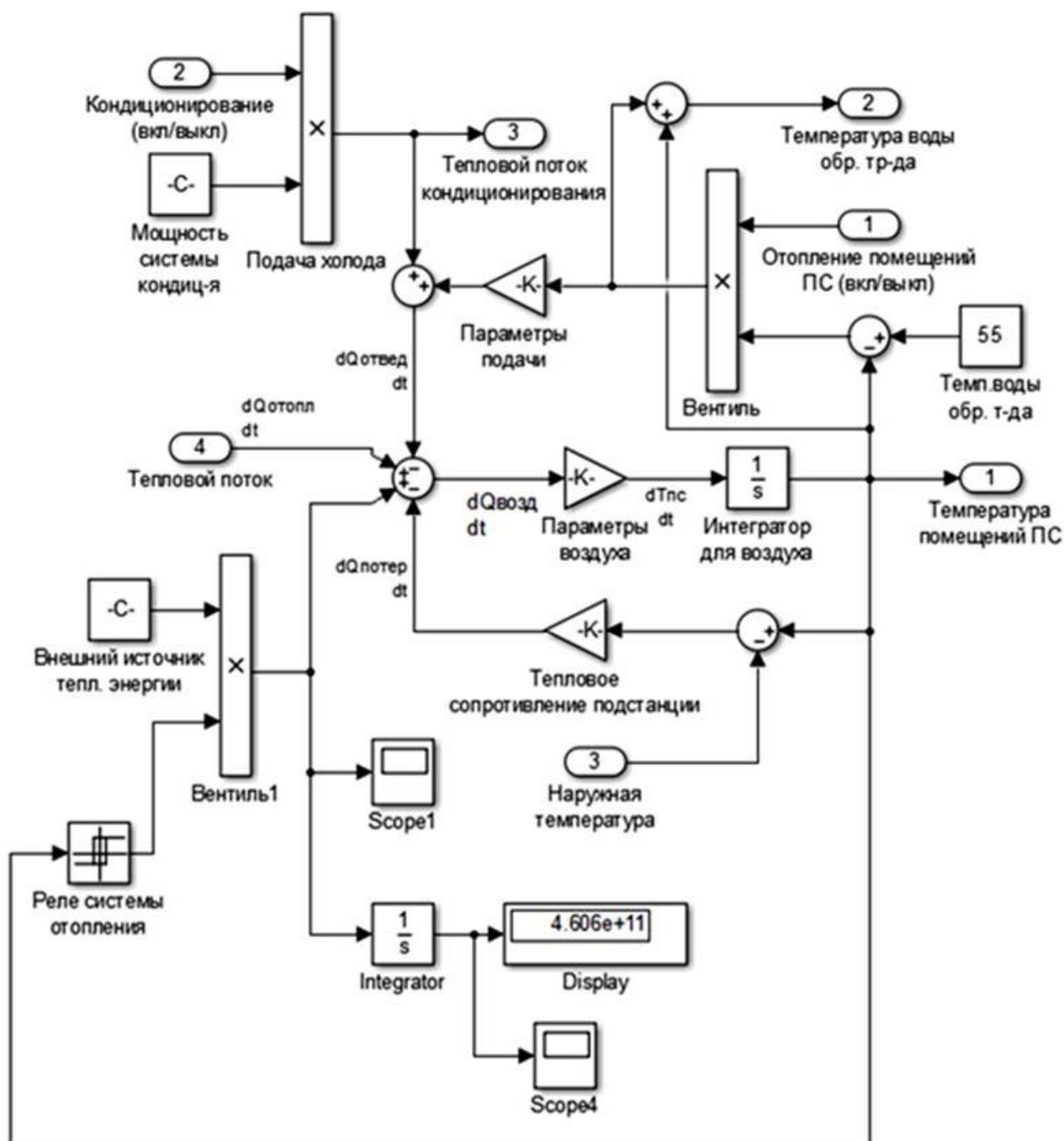


Рис. 4. Схема теплообмена подстанции

Таблица 3 – Потребление тепловой энергии в ГДж за год для собственных нужд подстанции в зависимости от коэффициента загрузки трансформатора с системой охлаждения типа ДЦ

Коэффициент загрузки	Количество трансформаторов	Тепловая машина воздух – вода	Тепловая машина грунт – вода	Тепловая машина грунт-вода с использованием грунтового аккумулятора тепловой энергии
0,2	1	$1,568 \cdot 10^3$	$1,026 \cdot 10^3$	$5,399 \cdot 10^2$
0,3	1	$1,566 \cdot 10^3$	$1,023 \cdot 10^3$	$4,972 \cdot 10^2$
0,4	1	$1,552 \cdot 10^3$	$1,08 \cdot 10^3$	$4,374 \cdot 10^2$
0,5	1	$1,51 \cdot 10^3$	$9,734 \cdot 10^2$	$3,597 \cdot 10^2$
0,6	1	$1,419 \cdot 10^3$	$9,078 \cdot 10^2$	$2,647 \cdot 10^2$
0,7	1	$1,251 \cdot 10^3$	$7,938 \cdot 10^2$	$1,561 \cdot 10^2$
0,8	1	$9,418 \cdot 10^2$	$5,886 \cdot 10^2$	$4,652 \cdot 10^{10}$
0,9	1	0	0	0
0,5	2	$1,508 \cdot 10^3$	$9,728 \cdot 10^2$	$1,056 \cdot 10^2$
0,6	2	$1,415 \cdot 10^3$	$9,036 \cdot 10^2$	9,406
0,7	2	$1,243 \cdot 10^3$	$7,906 \cdot 10^2$	0
0,8	2	$9,221 \cdot 10^2$	$5,808 \cdot 10^2$	0
0,9	2	0	0	0

По снятым показаниям с математической модели видно, что при работе одного силового трансформатора и коэффициенте загрузки выше 0,9, а также при работе двух трансформаторов и коэффициенте загрузки выше 0,7 для системы с тепловой машиной грунт – вода с использованием грунтового теплоаккумулятора резервный источник тепловой энергии не задействуется.

Выводы

Использование грунтового аккумулятора позволило снизить потребность в использовании резервного источника тепловой энергии примерно в 15 раз по сравнению с тепловой машиной воздух – вода, а по сравнению с тепловой машиной грунт – вода – в 9 раз.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Возможности снижения расхода энергии на собственные нужды подстанций. Опыт ПАО «ФСК ЕЭС»: Официальный сайт НП «АВОК». URL: https://www.abok.ru/for_spec/articles.php?nid=6476 (дата обращения: 11.05.2023).

2. ГОСТ 14209-85. Трансформаторы силовые масляные общего назначения.

Допустимые нагрузки. Москва: Госстандарт, 1985.

3. Хренников А.Ю., Точилкин В.Г. Наладка и эксплуатация релейной защиты и автоматики: учеб.-метод. пособие для магистратуры. Москва: Директ-Медиа, 2021. 212 с.

4. Гладковский Г.К., Мерзликин А.П., Загурский Ю.А. Национальный

проект «Энергоэффективная подстанция». От пилотных проектов до типовых решений // Энергия единой сети. 2021. № 4 (59). С. 48-62.

5. Патент РФ № 2717890. Способ подземного аккумулирования тепла или холода / К.О. Греш. 2020. Бюл. № 9. 7 с.

6. Теплофизические свойства трансформаторного масла: Официальный сайт ФГАОУ ВО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина». URL: https://openedu.urfu.ru/files/book/_static/pagesindex.html (дата обращения: 30.05.2023).

Назаров Максим Александрович – аспирант кафедры «Электроснабжение и электротехника» Тольяттинского государственного университета

Maksim A. Nazarov – Postgraduate student, Department of Power Supply and Electrical Engineering, Togliatti State University

Хренников Александр Юрьевич – доктор технических наук, профессор кафедры «Электроснабжение и электротехника» Тольяттинского государственного университета

Aleksander Yu. Khrennikov – Dr. Sci. Tech., Professor, Department of Power Supply and Electrical Engineering, Togliatti State University

Статья поступила в редакцию 22.05.23, принята к опубликованию 16.06.23

УДК 621.3

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕСООСНОСТИ СТАТОРА И РОТОРА НА ФОРМИРОВАНИЕ КРИВОЙ ФАЗНОГО СТАТОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.С. Саксонов, В.Н. Козловский

EXPERIMENTAL STUDY OF STATOR AND ROTOR MISALIGNMENT EFFECTS ON FORMATION OF THE STATOR PHASE VOLTAGE CURVE

A.S. Saksonov, V.N. Kozlovskiy

В статье приводятся результаты экспериментальной проверки влияния несоосности статора и ротора на формирование кривой фазного статорного напряжения автомобильного генератора. Результаты, полученные в ходе эксперимента, показали, что под влиянием несоосности статора и ротора кривая фазного статорного напряжения автомобильного генератора искажается вследствие неравномерного распределения магнитной индукции в пространстве воздушного зазора электромеханического преобразователя. На основании полученных экспериментальных данных сделан вывод о том, что по форме кривой фазного статорного напряжения возможно диагностировать наличие несоосности статора и ротора с последующим определением вероятности безотказной работы подшипниковых узлов генератора.

Ключевые слова: автомобильный генератор, несоосность, подшипниковые узлы, вероятность безотказной работы

The article presents the results of experimental verification of the stator and rotor misalignment effects on formation of the stator voltage curve of an automobile generator. The results obtained during the experiment showed that under the influence of the stator and rotor misalignment, the phase stator voltage curve of the automobile generator is distorted due to uneven distribution of magnetic induction in the space of the air gap of the electromechanical converter. Based on obtained experimental data, it is concluded that the shape of the phase stator voltage curve allows to diagnose the misalignment in the stator and rotor which, in its turn, can help to determine the probability of trouble-free operation of the generator bearing units.

Keywords: car generator, misalignment, bearing unit, probability of trouble-free operation

Введение

Современный автомобиль представляет собой сложный технический комплекс, состоящий из ряда функциональных систем: двигатель внутреннего сгорания, трансмиссия, кузов и т. д. Одна из наиболее важных функциональных систем современного автомобиля – система электрооборудования, от надежности работы которой зависит нормальная эксплуатация автомобиля. При

этом согласно статистическим данным по отказам электрооборудования автомобилей российского производства за 2017-2020 гг. система электрооборудования занимает ведущую позицию по числу отказов относительно других функциональных систем. В системе электрооборудования наибольшей дефектностью обладает генератор, на его долю приходится более 50 % отказов по всей системе [1]. Наиболее

частой причиной выхода из строя генератора является отказ подшипниковых узлов (ПУ) вследствие их разрушения [2].

В более ранних исследованиях авторами статьи доказано, что отказ ПУ генераторов связан с наличием несоосности между статором и ротором, формирование которой зависит от стабильности процесса сборки подшипниковых узлов [3, 4].

При наличии несоосности воздушный зазор генератора становится неравномерным, вследствие этого магнитная индукция в пространстве зазора тоже распределяется неравномерно, имея максимум в точке с минимальным значением зазора и минимум в точке с максимальным значением зазора. Неравномерность распределения индукции приводит к формированию электромагнитной силы одностороннего при-

тяжения ротора к статору, которая и приводит к разрушению подшипниковых узлов. Нетрудно догадаться, что при неравномерном распределении магнитной индукции в пространстве воздушного зазора наводимая в статорной обмотке ЭДС будет иметь переменную амплитуду, а значит статорную ЭДС можно использовать в качестве параметра, позволяющего диагностировать наличие несоосности у генератора.

Постановка эксперимента

Для проверки вынесенной гипотезы нами выполнено экспериментальное исследование влияния несоосности статора и ротора на формирование кривой фазного статорного напряжения генератора. Для реализации эксперимента нами разработан специализированный стенд, изображенный на рис. 1.

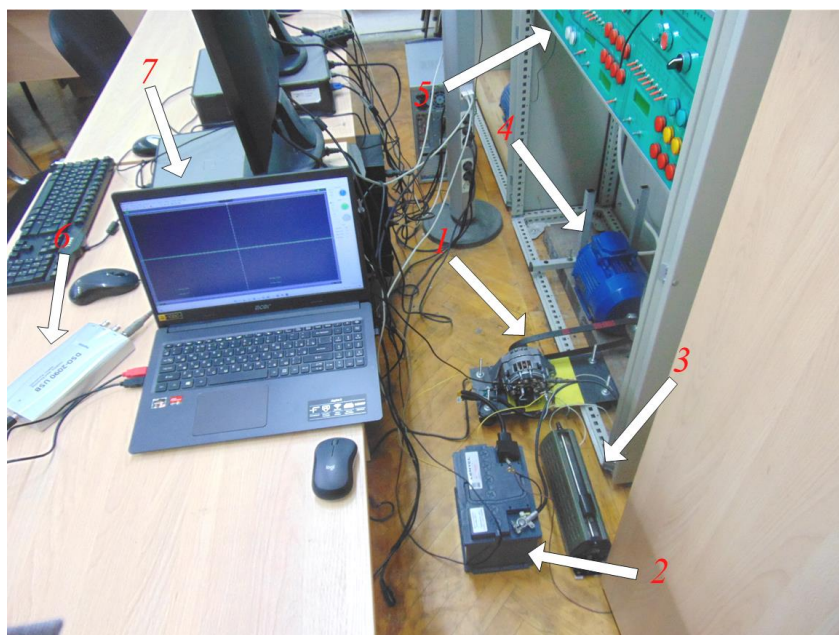


Рис. 1. Стенд для экспериментального исследования влияния несоосности статора и ротора на формирование кривой фазного статорного напряжения автомобильного генератора

Разработанный стенд включает в свой состав испытуемый генератор (1), ротор которого приводится во вращение асинхронным двигателем (4) посредством ременной передачи. Асинхронный двигатель (4) работает с частотным преобразователем, таким образом имитируется работа двигателя внутреннего сгорания. Для подачи тока возбуждения на обмотку ротора генератора в конструкции стенда предусмотрена аккумуляторная бата-

рея (2), которая после перехода генератора в установившийся режим совместно с реостатом (3) выступает в роли нагрузки. Для снятия кривой фазного напряжения к выводам статорной обмотки генератора подключен цифровой осциллограф (6), передающий сигнал на ПК (7), где он обрабатывается специализированным ПО.

Для задания несоосности в каждый подшипниковый узел испытуемого генера-

тора закладываются подкладки из алюминиевой фольги толщиной 5 мкм (рис. 2).



Рис. 2. Замер толщины фольги, закладываемой в подшипниковые узлы исследуемого генератора

Анализ полученных результатов

После укладки фольги в подшипниковые узлы, сборки и установки генератора можно переходить к снятию осциллограмм фазного статорного напряжения. В ходе эксперимента проделан опыт при частоте вращения ротора генератора 2000 об/мин. Снятая осциллограмма приведена на рис. 3.

Анализируя полученную осциллограмму, можно заметить, что под каждым полюсом амплитуда фазного статорного напряжения несколько отличается от амплитуд под соседними полюсами, что обусловлено неравномерностью воздушного зазора. Точка с наибольшим значением амплитуды фазного статорного напряжения соответствует участку ВЗ с наименьшим значением, а точка с наименьшей амплитудой соответствует участку ВЗ с наибольшим значением. Максимальная амплитуда фазного статорного напряжения составляет 6,53 В (при отсутствии несоосности эта амплитуда равна 5,58 В).

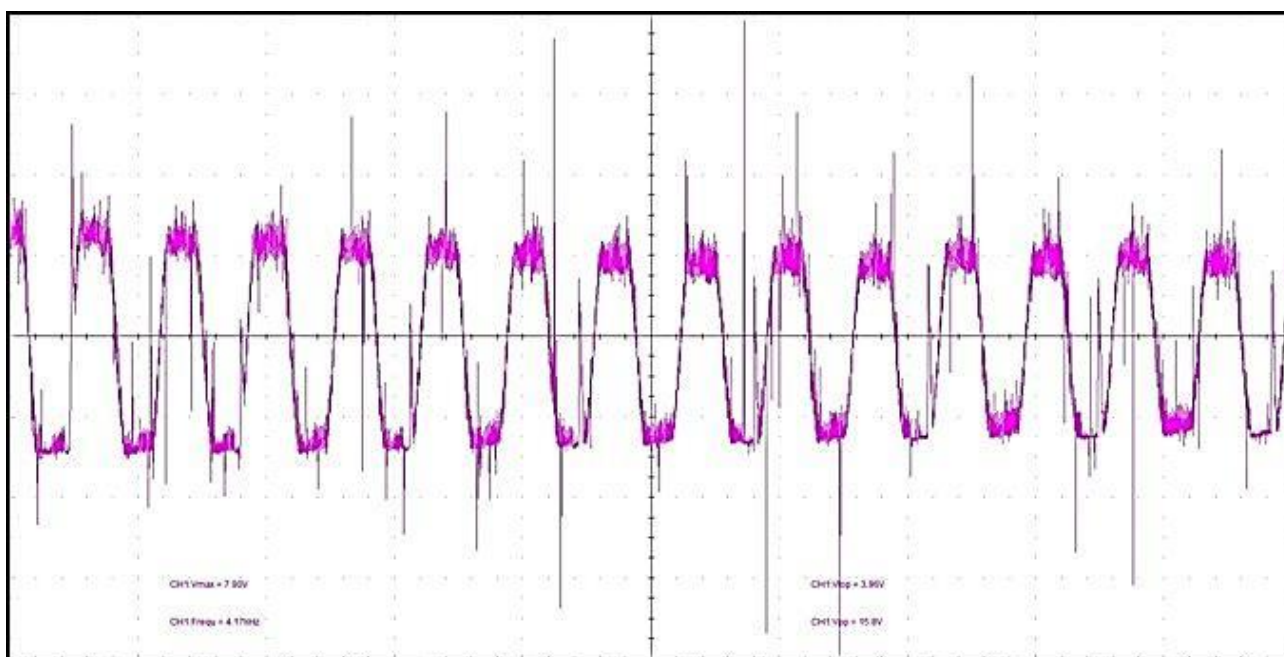


Рис. 3. Осциллограмма кривой фазного статорного напряжения, полученная в ходе эксперимента

Вывод

Таким образом, по результатам эксперимента видно, что несоосность статора и ротора существенно влияет на формирование кривой фазного статорного напряжения генератора, а значит, анализируя

форму кривой фазного статорного напряжения, возможно диагностировать наличие несоосности статора и ротора с последующим определением вероятности безотказной работы подшипниковых узлов генератора.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Инструменты мониторинга удовлетворенности потребителей качеством автомобилей в эксплуатации / Д.И. Благовещенский, Н.А. Антонова, В.Н. Козловский, С.А. Васин // СТИН. 2023. № 1. С. 30-35.

2. **Козловский В.Н., Саксонов А.С.** Электромагнитная сила одностороннего притяжения ротора к статору автомобильного генератора как фактор, определяющий его эксплуатационную надежность // Вопросы электротехнологии. 2022. № 2 (35). С. 39-44.

3. **Саксонов А.С., Козловский В.Н., Крицкий А.В.** Расчетно-статистический эксперимент по методу Монте-Карло как

основа инструмента управления качеством транспортных электромеханических преобразователей // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2022. № 6. С. 286-292.

4. **Брачунова У.В., Козловский В.Н., Шакурский М.В.** Расчетное исследование технико-эксплуатационных характеристик электродвигателей вспомогательных систем легкового автомобиля при различных уровнях номинального напряжения бортовой сети // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2022. № 4. С. 105-109.

Саксонов Александр Сергеевич – аспирант кафедры «Теоретическая и общая электротехника» Самарского государственного технического университета

Козловский Владимир Николаевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Теоретическая и общая электротехника» Самарского государственного технического университета

Aleksander S. Saxonov – Postgraduate student, Department of Theoretical and General Electrical Engineering, Samara State Technical University

Vladimir N. Kozlovsky – Dr. Sci. Tech., Professor, Head: Department of Theoretical and General Electrical Engineering, Samara State Technical University

Статья поступила в редакцию 05.06.23, принята к опубликованию 16.06.23

УДК 621.3.077.2

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВОДОЗАБОРНЫМ УЗЛОМ

А.А. Котюков, Д.В. Пьянзин

WATER INTAKE CONTROL SYSTEM

A.A. Kotiukov, D.V. Pyanzin

В работе приведены результаты разработки системы управления водозаборным узлом. Представлена функциональная схема управления водозаборным узлом и описаны принципы ее работы. Особое внимание уделено построению шкафа управления насосной станцией второго подъема водозаборного узла. Также приведено описание разработанного программного обеспечения микрокомпьютера и панели оператора водозаборного узла.

Ключевые слова: водозаборный узел, насосная станция, шкаф управления, автоматизация

The paper presents the results of designing the water intake control system. The functional scheme for the water intake control unit is presented, and the principles of its operation are described. The focus is made on the construction of the control cabinet to the second lift pumping station of the water intake facility. A description of the developed microcomputer software and the operator panel to the water intake unit is also provided.

Keywords: water intake unit, pumping station, control cabinet, automation

Введение

В настоящее время на территории Российской Федерации реализуется федеральный проект «Чистая вода» в рамках реализации национального проекта «Жилье и городская среда», направленный на решение задач по обеспечению граждан качественной питьевой водой. В связи с этим возникает необходимость разработки специализированных автоматизированных систем (водозаборных узлов), обеспечивающих контроль над водоснабжением потребителей.

Водозаборный узел (ВЗУ) представляет собой систему, предназначенную для забора воды от источника и обеспечение ею потребителя. ВЗУ предполагает содержание ряда основных инженерных объектов, таких как: насосные станции первого и второго подъема, противопожарная станция, блок водоочистки, накопительный резервуар. Обобщенная структура ВЗУ приведена на рис. 1.

ВЗУ условно можно разделить на два основных блока:

1. Система пополнения накопительной емкости для исходной воды (первый подъем).
2. Система подачи воды потребителю с заданным давлением на выходе (второй подъем).

Первый подъем состоит из глубинных насосов и накопительной емкости (резервуар) для исходной воды. Насосы располагаются в скважинах, которые уходят в землю на глубину около 200 метров и обеспечивают подъем жидкости в резервуар через трубопроводную сеть до заданной нормы. Как только происходит понижение уровня содержимого резервуара до отметки ниже порогового значения, включаются насосы, которые работают до момента заполнения бака.

Второй подъем включает блок водоочистки и насосную станцию. Вода с накопительной емкости через систему во-

доочистки поступает на насосную станцию второго подъема. Насосная станция обеспечивает непрерывное снабжение водой потребителя, а также поддерживает постоянное давление на выходе ВЗУ. Данная система обязана бесперебойно выполнять свои задачи и быстро реагировать на отклонение параметров от заданных величин. Такое условие может быть выполнено с использованием автоматической системы

управления (АСУ). АСУ водозабора выполняет следующие функции:

- поддержание заданного уровня жидкости в промежуточных резервуарах;
- обеспечение и поддержание необходимого давления воды на отходящей линии;
- контроль и отображение на панели оператора технологического процесса;
- контроль исполнительных механизмов шкафов управления.

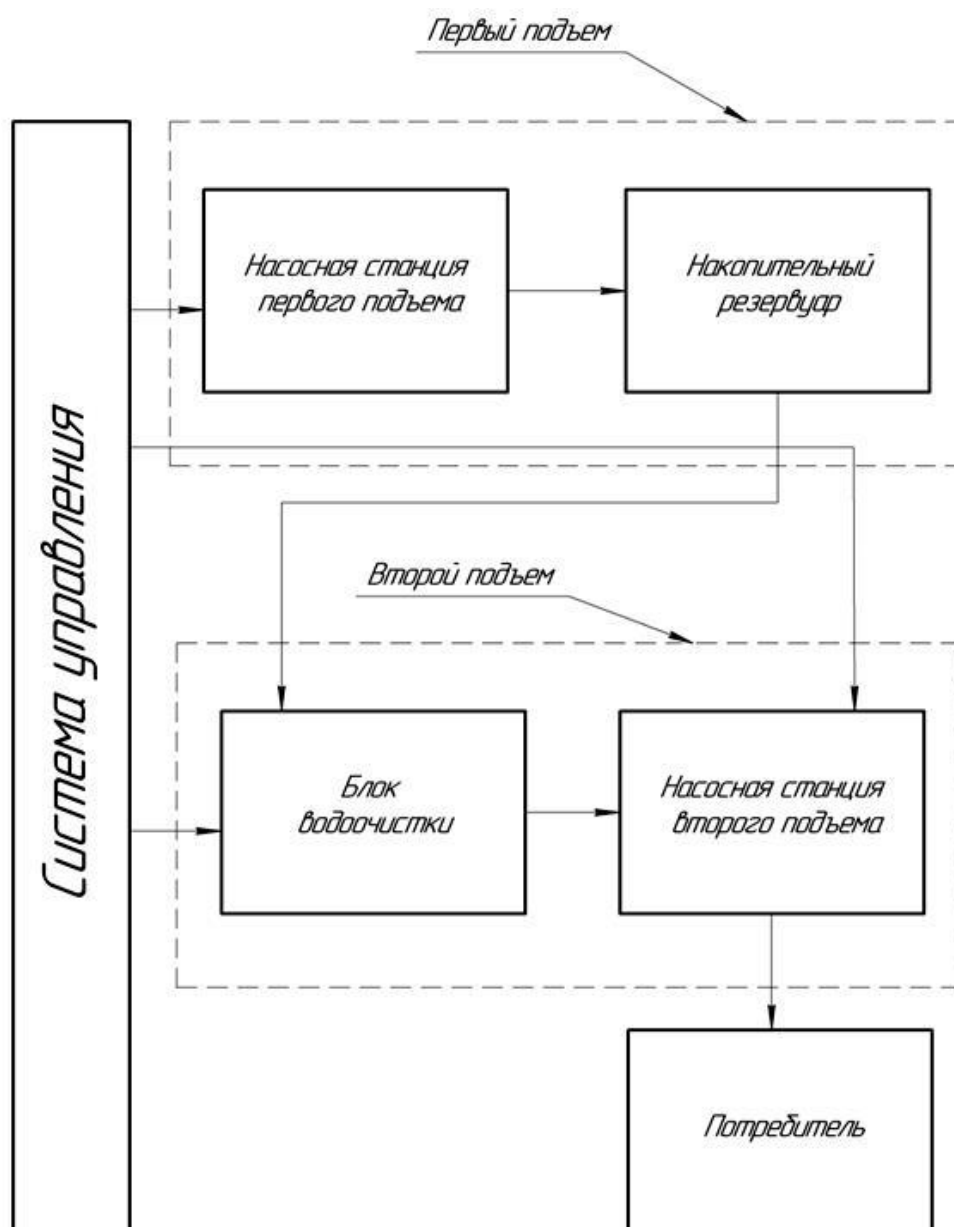


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ВЗУ

АСУ включает шкафы управления для инженерных объектов ВЗУ. Каждый шкаф должен включать в себя управляющие и

исполнительные устройства. Отдавая команды с управляющего устройства на исполнительные, АСУ способна реагировать на от-

клонение параметров от заданных, а также отображать изменения на панели оператора. Контроль параметров осуществляется системой датчиков. Основными параметрами для автоматизации ВЗУ являются: уровень жидкости в накопительной емкости, температура помещения, давление во-

ды до фильтрации, давление на выходе водозаборного узла.

Функциональная схема ВЗУ

На рис. 2 приведена функциональная схема разработанной автоматизированной системы управления водозаборным узлом.

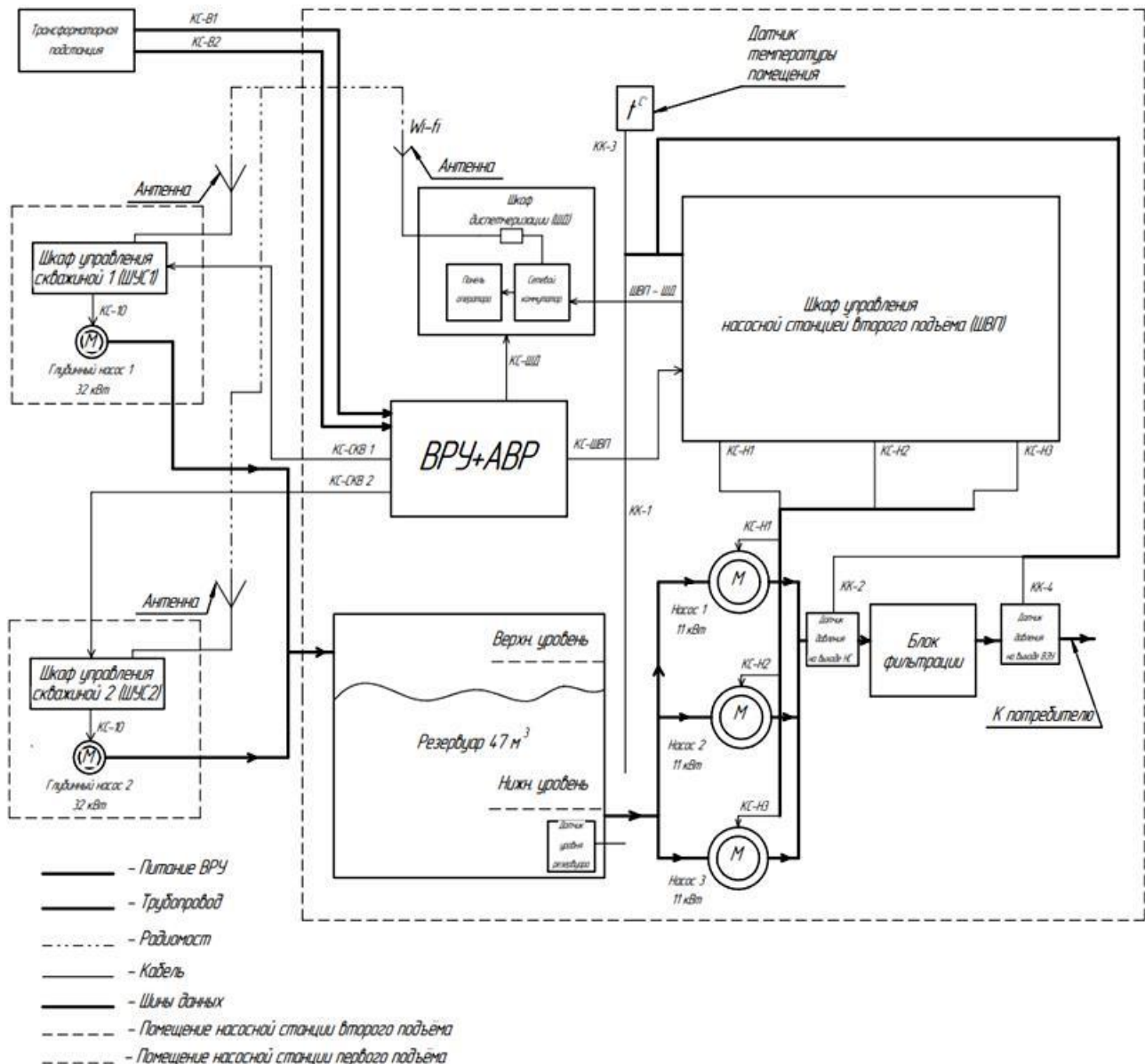


Рис. 2. Функциональная схема ВЗУ

Система включает:
– вводно-распределительное устройство (ВРУ);
– автоматическое включение резерва (АВР);
– шкаф управления насосной станцией второго подъема (ШВП);

– шкаф управления скважиной 1 (ШУС 1);
– шкаф управления скважиной 2 (ШУС 2);
– шкаф диспетчеризации (ШД).

Вводно-распределительное устройство выполняет функцию ввода, учета и рас-

пределения электроэнергии на промышленных объектах. Также осуществляет защиту от перегрузок и короткого замыкания на отходящих и подходящих линиях. В данной функциональной схеме вводно-распределительное устройство осуществляет подвод трёхфазного напряжения питания к шкафам управления первого и второго подъёма водозаборного узла, а также к шкафу диспетчеризации. Питание ВРУ обеспечивает трансформаторная подстанция.

Функция автоматического включения резерва заключается в подключении дополнительного источника питания в случае обрыва линии основного электроснабжения или ошибочного отключения системы. АВР повышает надежность энергосистем в случае аварийных ситуаций. В данной системе автоматическое включение резерва осуществляется при помощи дизель-генераторной установки.

Шкаф управления насосной станцией второго подъёма является одним из основных управляющих блоков системы водозаборного узла и включает в себя управляющие и исполнительные устройства.

Основными функциями шкафа управления насосной станцией второго подъёма являются

- обеспечение контроля и обработки данных поступающих с датчиков уровня, давления и температуры;
- формирование микрокомпьютером команд управления передаваемых на исполнительные устройства;
- обеспечение регулирования параметров объекта управления с помощью исполнительных устройств;
- передача данных о состоянии системы в шкаф диспетчеризации (ШД);
- индикация аварий оборудования;
- управление пуском / остановкой насосами станции второго подъёма с помощью кнопочных пультов в ручном режиме;
- контроль состояния питающей сети станции второго подъёма с помощью РНПП.
- удаленное управление (пуск / остановка) глубинным насосом скважины с дис-

петчерского пульта посредством радиомоста в автоматическом режиме.

Шафы управления скважиной (ШУС 1 и ШУС 2) обеспечивают управление глубинными насосами, которые наполняют соответствующие накопительные емкости в случае падения уровня воды. В их состав входят промышленные контроллеры и устройства плавного пуска.

Шкаф диспетчеризации (ШД) осуществляет функцию SCADA-системы [1] и предназначен для сбора, обработки и удаленного мониторинга данных о состоянии системы с помощью внешних периферийных устройств, а также формирования сигналов управления. Шкаф диспетчеризации состоит из следующих компонентов:

- сетевой коммутатор;
- панель оператора;
- точка доступа *NanoStation M2*.

Данные в ШД поступают от шкафа управления насосной станцией второго подъёма по интерфейсу *Ethernet*. Далее с помощью сетевого коммутатора они распределяются на панель оператора и точку доступа. На панели оператора находится мнемосхема технологического процесса работы системы. Схема отображает показания всех датчиков системы, режимы работы оборудования (ручной / автоматический), журнал аварий. Также с панели оператора имеется возможность управления процессом пуск/остановка насосов вручную.

Шкаф управления насосной станцией второго подъёма

Функциональная схема ШВП приведена рис. 3.

К управляющим устройствам ШВП относятся одноплатный микрокомпьютер; модули аналогового и дискретного ввода / вывода. Взаимодействие между управляющими устройствами осуществляется по интерфейсу *Ethernet* (протокол *Modbus TCP*) [2]. Исполнительные устройства включают преобразователи частоты (ПЧ 1, ПЧ 2); контактор КМ2 для замыкания силовой цепи и подачи трехфазного напряжения на электродвигатель насоса Н2; автоматические выключатели КМ1, КМ3 и

автомат защиты для дополнительной защиты исполнительных устройств и электродвигателя в случаях короткого замыкания или перенапряжения сети; реле напряжения РНПП для контроля основных

параметров электрической сети. При отклонении их параметров отключается нагрузка. В таблице приведено назначение аналоговых и дискретных входов/выходов модуля ввода/вывода.

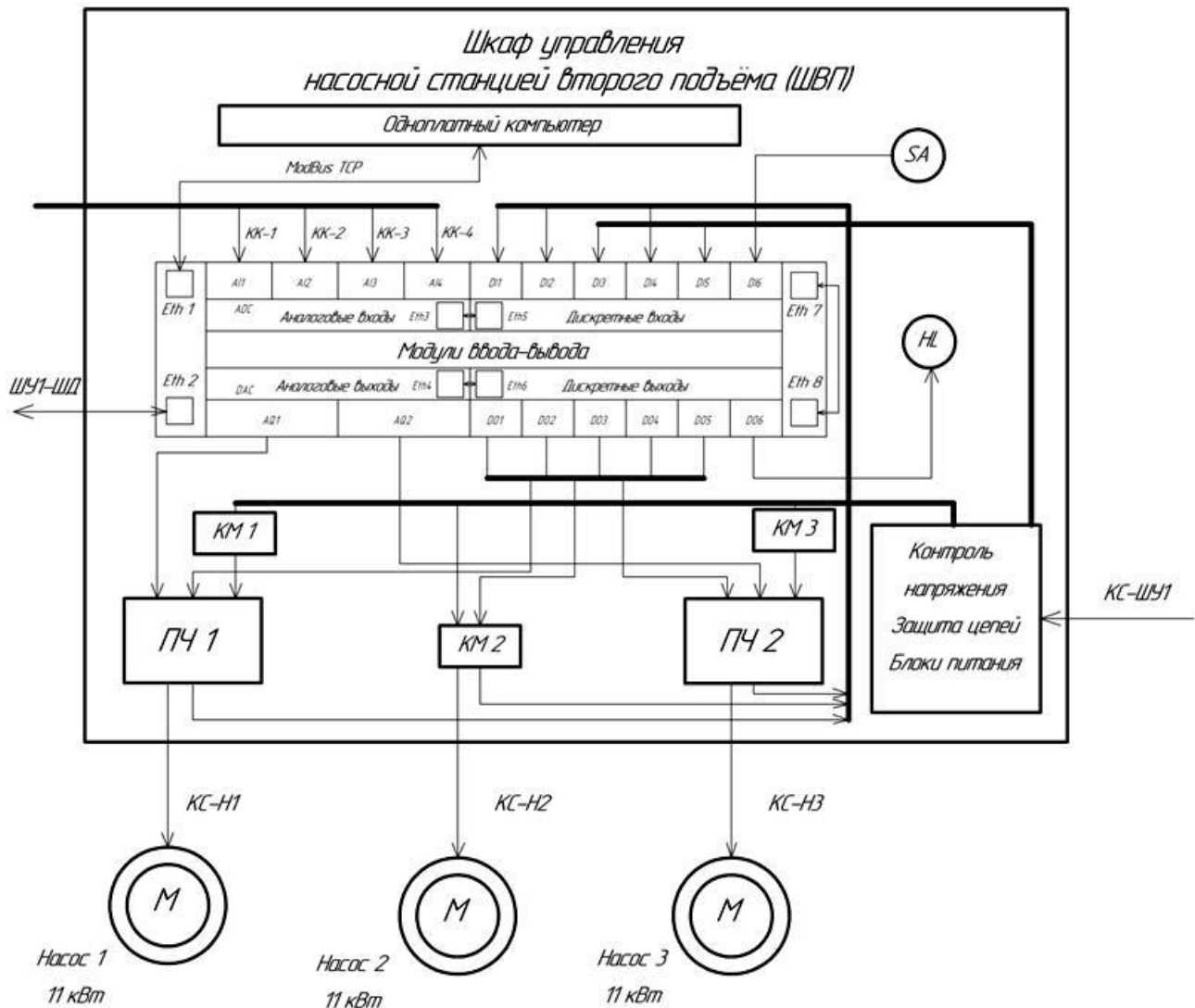


Рис. 3. Функциональная схема ШВП

Назначение аналоговых и дискретных входов/выходов модуля ввода/вывода

Аналоговые входы	AI1	Датчик уровня резервуара
	AI2	Датчик температуры помещения
	AI3	Датчик давления воды на выходе НС
	AI4	Датчик давления воды на выходе ВЗУ
Дискретные входы	DI1	Сигнал готовности ПЧ 1
	DI2	Сигнал готовности ПЧ 2
	DI3	Состояние автомата защиты двигателя насоса Н 2

Окончание таблицы

	<i>DI4</i>	Состояние контактора насоса Н 2
	<i>DI5</i>	Состояние РНПП контроль фаз
	<i>DI6</i>	Режим работы шкафа
Аналоговые выходы	<i>AQ1</i>	Задание скорости ПЧ 1
	<i>AQ2</i>	Задание скорости ПЧ 2
Дискретные выходы	<i>DQ1</i>	Включение ПЧ 1
	<i>DQ2</i>	Пуск насоса Н 1
	<i>DQ3</i>	Включение ПЧ 2
	<i>DQ4</i>	Пуск насоса Н 3
	<i>DQ5</i>	Пуск насоса Н 2
	<i>DQ6</i>	Индикация «Авария»

Значения с датчиков давления приходят на клеммы *AI3* и *AI4* модуля аналогового ввода, используется интерфейс «токовая петля» [3]. Нижняя граница диапазона изменения тока равна 4 мА, что соответствует минимальному давлению, верхняя граница 20 мА – максимальному. В случае обрыва датчика или короткого замыкания значения тока не укладываются в заданный диапазон и формируется сигнал аварии на *DQ6*. Полученные токовые сигналы преобразуются в цифровую форму с применением 16-разрядного АЦП, предусмотренного в модуле. Далее информация передается в одноплатный компьютер по интерфейсу *Ethernet*. По входящим данным микрокомпьютер формирует команды на включение частотных преобразователей, которые передаются на модуль дискретного вывода. После включения преобразователи частоты выполняют самодиагностику на наличие неисправностей. В случае отсутствия внутренних аварий, преобразователи сигнализируют готовность на дискретные входы *DI1*, *DI2*. Получив сообщение о готовности, одноплатный компьютер задает частоту вращения двигателей. Данные о значении частоты поступают в модуль аналогового вывода, где после преобразования кода в аналоговый сигнал передаются на ПЧ1 и ПЧ2 с клемм *AQ1* и *AQ2*.

Далее подается сигнал о пуске насосов Н1 и Н3 с дискретных выходов *DQ2* и *DQ4*. Пуск насоса Н2 происходит посредством прямого включения с контактора КМ 2. Сигнал на замыкание контактора также задается с одноплатного компьютера и снимается с вывода *DQ5* модуля дискретного вывода после проверки состояния аварии на клеммах *DI3*, *DI4*, *DI5*. Частота вращения двигателя насоса Н2 не регулируется, а сразу принимает максимальное значение. Управление параметром давления до блока фильтрации осуществляется количеством работающих насосов, а также производительностью 1 и 3 насосов с помощью ПИД-регулирования [4]. Величина давления на выходе водозаборного узла должна соответствовать величине давления до фильтра. В случае возникновения ненулевой разности давлений формируется сигнал аварии на *DQ6*. Это свидетельствует о повышенной загрязненности блока фильтрации и сопровождается проведением соответствующих ремонтных работ.

Для контроля заданного уровня содержимого резервуара используется соответствующий датчик уровня. Значения с датчика уровня приходят на клемму *AI1* модуля аналогового ввода (также применяется интерфейс «токовая петля» 4 мА – 20 мА). При изменении значения с датчика уровня микрокомпьютер формирует команду на

включение или выключение глубинных насосов. Данные передаются в шкаф диспетчеризации, откуда посредством радиосвязи передаются в шкафы управления скважинами 1 и 2.

С целью предотвращения аварийных ситуаций, связанных с кристаллизацией воды при низких температурах или испарением при высоких, а также соблюдения температурного диапазона работы технического оборудования, в помещении используется датчик температуры. Значения с датчика приходят на клемму AI2 модуля аналогового ввода. Нижняя граница диапазона 4 мА соответствует температуре -10°C , верхняя граница 20 мА – температуре $+50^{\circ}\text{C}$. При отклонении температуры от заданной границы формируется сигнал аварии с вывода DQ6.

В качестве элементной базы шкафа были выбраны следующие компоненты: одноплатный микрокомпьютер (МК) *Raspberry Pi 3 B+*; модуль аналогового ввода ОВЕН МВ 210-101; модуль дискретного ввода ОВЕН МВ 210-204; модуль аналогового вывода ОВЕН МУ 210-502; преобразователи частоты *IEK CONTROL-A310* (мощность 11 кВт); датчик давления ОВЕН ПД 100; датчик температуры ОВЕН ДТС 125М-100М; контактор *Schneider electric lc1 e32 10*.

Программное обеспечение системы управления и диспетчеризации

При разработке программного обеспечения микрокомпьютера и панели оператора применялся высокоуровневый язык программирования *Python* [5]. Общая структура программного обеспечения представляет собой клиент-серверную архитектуру. Сторона клиента, в качестве которой выступают персональный компьютер и микрокомпьютер, в цикле запрашивает список данных от сервера (входы модулей ввода). В автоматическом режиме производится запрос от персонального компьютера к микрокомпьютеру на аварийное состояние системы, количество включенных насосов и их частоты. Для корректной работы подпрограмм, отвечающих за циклы опроса

серверов и отображение визуального приложения, применена многопоточность [5].

Рассмотрим более подробно общий алгоритм работы микрокомпьютера. В начале работы задаются исходные параметры водозаборного узла. Далее микрокомпьютер выполняет инициализацию связи с модулями ввода, панелью оператора, точками доступа NanoStation M2 по протоколу ModBusTSP. При отсутствии связи появляется соответствующее сообщение на панели оператора. Если связь установлена, МК начинает опрос входов модулей ввода на аварийные состояния. Возникновение аварий вызовет остановку системы ВЗУ до устранения неисправностей и выдаст соответствующее сообщение на панели оператора. В критических ситуациях есть возможность принудительного игнорирования аварий. В данном случае управление осуществляется только в ручном режиме. При отсутствии аварий проверяется режим работы ручной или автоматический. В ручном режиме работы управление оборудованием выполняется с помощью кнопок на панели оператора. В данном режиме значения с входов приходят напрямую от модулей на панель оператора, а кнопки пуск/стоп формируют соответствующие сигналы управления оборудованием. В автоматическом режиме МК вначале проверяет датчик давления на выходе НС на условия включения насосов, а также состояние работающих ПЧ, при необходимости включает насосы и регулирует их частоту по ПИД-закону. Далее выполняется проверка датчика уровня на условие включения глубинных насосов. При их выполнении отправляется сигнал в шкаф диспетчеризации, откуда по радиоканалу, поступает в устройство управления ШУС.

Панель оператора содержит две основные вкладки: «Технологическая схема», «Журнал аварий». Во вкладке «технологическая схема» (рис. 4) размещено изображение системы водозаборного узла, виртуальные кнопки пуск/остановка насосов в ручном режиме, значения датчиков, прогресс-бары заполнения накопительного резервуара, производительность насо-

сов и уровни загрязнения фильтра, а также текущий режим работы. Во вкладке «Журнал аварий» содержится информа-

ция об аварийных состояниях исполнительных устройств автоматизированной системы управления водозаборным узлом.

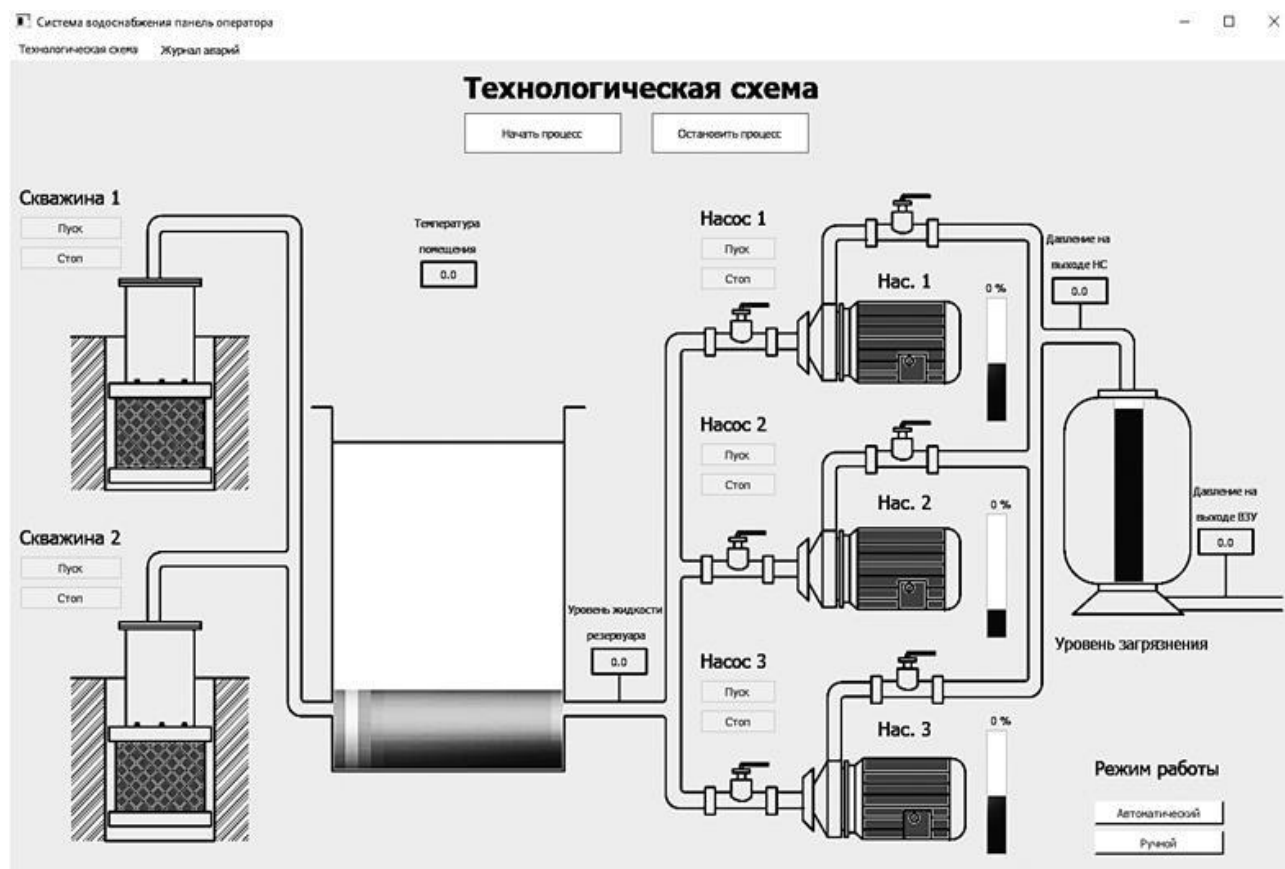


Рис. 4. Интерфейс панели оператора во вкладке «Технологическая схема»

Заключение

В статье приведены результаты разработки системы управления водозаборным узлом. Работа выполнена по заказу ООО «Авелкон» (г. Саранск). В настоящее время

представленные результаты успешно применены при реализации федерального проекта «Чистая вода» для водозаборного узла и станции водоочистки в селе Лямбиль (Республика Мордовия).

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Кангин В.В., Ямолдинов Д.Н., Кангин М.В. Разработка SCADA-систем: учеб. пособие. Вологда: Инфра-Инженерия, 2019. 564 с.
2. Титаев А.А. Промышленные сети: учеб. пособие. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2020. 124 с.
3. Чигарев М. Интерфейсы токовой петли // Новости электроники. 2010. № 5. С. 15-19.

4. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика: учеб. пособие. 3-е изд., испр. Санкт-Петербург: Лань, 2017. 356 с.
5. Горелик М., Освальд Й. Высокопроизводительные Python-приложения. Практическое руководство по эффективному программированию. Москва: БОМБОРА, 2022. 528 с.

Котюков Алексей Александрович – студент Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева

Aleksey A. Kotiukov – Undergraduate student, the Ogarev Mordovia State University

Пьянзин Денис Васильевич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Радиотехника» Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева

Denis V. Pyanzin – PhD (Technical Sciences), Associate Professor, Head: Department of Radio Engineering, the Ogarev Mordovia State University

Статья поступила в редакцию 02.06.23, принята к опубликованию 16.06.23

УДК 621.3.078

**АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОДШИПНИКОМ
С УЧЁТОМ ВАРИАЦИИ ЕГО ПАРАМЕТРОВ****А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало, В.Д. Костюков****ANALYZING STABILITY OF THE ELECTROMAGNETIC BEARING
CONTROL SYSTEM WITH ACCOUNT FOR
THE BEARING DYNAMIC CHARACTERISTICS****A.V. Starikov, D.Yu. Rokalo, V.D. Kostyukov**

В статье поставлена задача анализа устойчивости электромагнитного подшипника при смещении ротора от центра магнитной системы и вариации токов противоположных электромагнитов. Приведены математическая модель радиального электромагнитного подшипника, его расчётная схема с учётом смещения центра магнитной системы относительно оси вращения, структурная схема трёхконтурной системы управления и формулы для расчета параметров регуляторов. Определены настройки регуляторов для конкретного типа электромагнитных подшипников. Найдена передаточная функция замкнутой системы управления электромагнитным подшипником, учитывающая вариацию его параметров в функции смещения и начальных токов электромагнитов. Доказана устойчивость системы управления электромагнитным подшипником в трехконтурной системе управления при любом положении ротора относительно центра магнитной в пределах страховочных подшипников и выборе параметров регуляторов по известной методике. Показано, что при снижении напряжения питания электромагнитного подшипника на 16 % устойчивость системы управления сохраняется.

Ключевые слова: электромагнитный подшипник, напряжение питания, передаточная функция, смещение ротора, система управления, устойчивость

The article aims to analyze electromagnetic bearing stability under the rotor displacement from the center of the magnetic system and variation in the currents of opposite electromagnets. A mathematical model for a radial electromagnetic bearing, its design scheme, taking into account the displacement of the center of the magnetic system relative to the axis of rotation, a block diagram of a three-loop control system, and formulas for calculation of the regulator parameters are presented. Regulator settings for a specific type of electromagnetic bearings are determined. The transfer function of a closed control system for an electromagnetic bearing is found, which takes into account variations in its parameters as a function of the displacement and initial currents of the electromagnets. A well-known method is used to prove stability of the electromagnetic bearing control system in a three-loop control system for any position of the rotor relative to the center of the magnetic bearing within the safety bearings and the choice of regulator parameters. It is shown that when the supply voltage of the electromagnetic bearing is reduced by 16 %, stability of the control system is preserved.

Keywords: electromagnetic bearing, supply voltage, transfer function, rotor displacement, control system, stability

Введение

Применение электромагнитных подшипников в транспорте, топливно-энергетическом комплексе, станкостроении и космической отрасли является перспективным направлением. Это объясняется наличием определенных преимуществ электромагнитных опор по сравнению с традиционными гидростатическими подшипниками скольжения. Действительно, применение электромагнитных подшипников позволяет исключить масляную систему в энергетических машинах большой мощности и высокоскоростных электрошпинделях и повысить коэффициент полезного действия агрегатов за счет снижения затрат на трение [1-6]. Однако электромагнитные подшипники сами потребляют электрическую энергию, которая идет на поддержание ротора в требуемом положении и нагрев обмоток электромагнитов. Наряду с высокой стоимостью и сложностью конструкции данный аспект относят к перечню недостатков электромагнитных подшипников. В связи с этим перспективным направлением в развитии электромагнитных подшипников является смещение центра магнитной системы для компенсации веса ротора [7]. Такой подход позволяет снизить напряжение питания и повысить энергетическую эффективность электромагнитных опор. Однако электромагнитный подшипник является принципиально неустойчивым объектом управления, стабильную работу которого обеспечивает специально разработанная система управления [8]. Кроме того, отличительной особенностью электромагнитного подшипника является вариация в широких пределах его параметров как в функции смещения ротора относительно центра магнитной системы, так и в зависимости от величины начальных токов в обмотках электромагнитов.

В связи с этим целью настоящей работы является исследование устойчивости системы управления электромагнитным подшипником с учетом вариации его параметров в функции смещения ротора относительно центра магнитной системы и соотношения токов в противоположных электромагнитах.

Решение задачи

Для достижения поставленной цели необходимо определить передаточную функцию системы управления электромагнитным подшипником, учитывающую вариацию его параметров электромагнитных в функции смещения ротора относительно центрального положения и начальных значений токов и рассчитать корни характеристического уравнения.

Рассмотрим случай, когда ротор какого-либо агрегата, оснащенного электромагнитными подшипниками, расположен горизонтально. Тогда компенсацию веса ротора будут производить радиальные электромагнитные подшипники. Расчетная схема радиального электромагнитного подшипника с учетом смещения центра магнитной системы относительно оси вращения приведена на рис. 1. Управление токами I_1 и I_3 электромагнитов ЭМ1 и ЭМ3, расположенных по оси x , производится независимо от регулирования токами I_2 и I_4 электромагнитов ЭМ2 и ЭМ4, действующих по оси y . На рис. 1 отмечены три положения ротора относительно оси вращения: центральное положение $\varepsilon_{y0} = 0$ м, промежуточное положение $\varepsilon_{y1} = 0,000125$ м и на страховочных подшипниках $\varepsilon_{y2} = \pm 0,00025$ м.

Передаточная функция электромагнитного подшипника по каждому каналу управления, например оси y , имеет следующий вид [9]:

$$W_{OY}(p) = \frac{y(p)}{N_y(p)} = \frac{k_{OY}(b_0 p + 1)}{a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p - 1}, \quad (1)$$

где

$$k_{OY} = \frac{k_{ШИМ} k_{ЭМ} U (I_{20} R_2 + I_{40} R_4)}{k_F R_2 R_4 (I_{20} + I_{40})^2}; \quad b_0 = \frac{I_{20} (R_2 T_2 + L_{42}) + I_{40} (R_4 T_4 + L_{24})}{I_{20} R_2 + I_{40} R_4};$$

$$a_0 = \frac{m}{k_F} \left(T_2 T_4 - \frac{L_{24} L_{42}}{R_2 R_4} \right); \quad a_1 = \frac{m(T_2 + T_4)}{k_F};$$

$$a_2 = \frac{m}{k_F} + \frac{k_{\mathcal{E}M} \left[I_{20} (k_{E4} R_2 T_2 + k_{E2} L_{42}) + I_{40} (k_{E2} R_4 T_4 + k_{E4} L_{24}) \right]}{k_F R_2 R_4 (I_{20} + I_{40})^2} + \frac{L_{24} L_{42}}{R_2 R_4} - T_2 T_4;$$

$$a_3 = \frac{k_{\mathcal{E}M} (I_{20} k_{E4} R_2 + I_{40} k_{E2} R_4)}{k_F R_2 R_4 (I_{20} + I_{40})^2} - (T_2 + T_4).$$

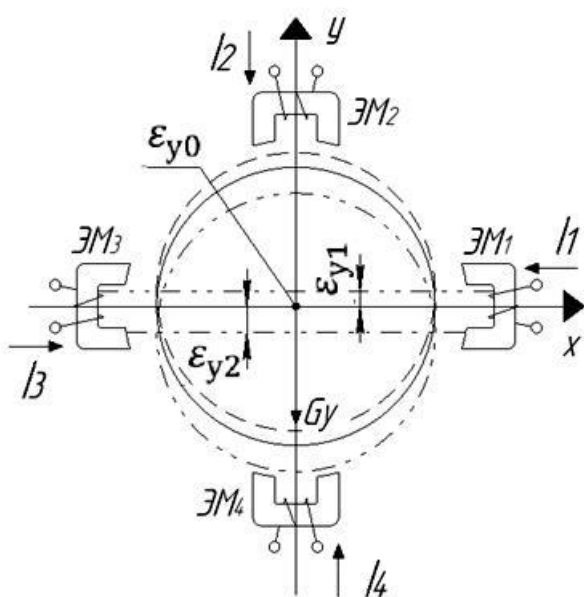


Рис. 1. Расчетная схема радиального электромагнитного подшипника с учетом смещения центра магнитной системы относительно оси вращения

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2}; \quad T_4 = \frac{L_4}{R_4} - \text{постоянные време-}$$

ни электромагнитов, вызванные их собственными индуктивностями; U , $k_{\text{ШИМ}}$ и N_y – опорное напряжение, коэффициент пе-

редачи и величина сигнала на входе широтно-импульсного модулятора (ШИМ); L_2 и R_2 – индуктивность и активное сопротивление обмотки второго электромагнита ЭМ2; L_4 и R_4 – индуктивность и активное сопротивление обмотки четвертого электромагнита ЭМ4; L_{24} и L_{42} – коэффициенты взаимной индукции между электромагнитами; k_{E2} и k_{E4} – коэффициенты, связывающие наводимые в соответствующих обмотках электродвижущие силы со скоростью перемещения ротора; m – масса ротора, приходящаяся на один радиальный электромагнитный подшипник; k_F – коэффициент положительной обратной связи по перемещению; $k_{\mathcal{E}M}$ – коэффициент, связывающий силу, действующую на ротор, с токами I_2 и I_4 во втором и четвертом электромагнитах; I_{20} и I_{40} – начальные значения токов электромагнитов ЭМ2 и ЭМ4 (параметры точки линеаризации); p – комплексная переменная.

Допустим, что управление электромагнитным подшипником по каждой оси осуществляет трехконтурная система управления (рис. 2) [10].

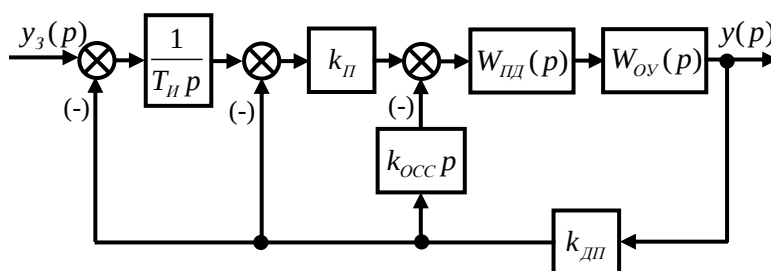


Рис. 2. Структурная схема системы управления электромагнитным подшипником

Она содержит во внутреннем контуре пропорционально-дифференциальный регулятор с передаточной функцией:

$$W_{\Pi\Pi}(p) = k_{\Pi\Pi}(T_{\Pi\Pi}p + 1),$$

где $k_{\Pi\Pi}$ – коэффициент передачи, а $T_{\Pi\Pi}$ – постоянная времени регулятора, который обеспечивает компенсацию основной инерционности объекта.

Во втором и третьем контурах применены соответственно пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи k_{Π} и интегральный регулятор, имеющий постоянную времени T_{Π} . Эти регуляторы предназначены для придания электромагнитному подшипнику требуемых динамических и статических свойств. Система замкнута по датчику положения ротора с коэффициентом передачи $k_{ДП}$, причем во

внутреннем контуре осуществляется дифференцирование сигнала датчика с коэффициентом (постоянной времени) $k_{ОСС}$. Параметры регуляторов системы управления электромагнитным подшипником определяются по известной методике при центральном положении ротора и равенстве токов в противоположных электромагнитах [8]. В то же время передаточная функция (1) позволяет определить динамические свойства электромагнитного подшипника при любом положении ротора относительно электромагнитов и при любых значениях токов.

С учетом этого найдем передаточную функцию замкнутой системы управления электромагнитным подшипником. Передаточная функция внутреннего контура имеет вид

$$W_1(p) = \frac{k_{\Pi\Pi}k_{ОУ}(T_{\Pi\Pi}p + 1)(b_0p + 1)}{a_0p^4 + (a_1 + k_1b_0T_{\Pi\Pi})p^3 + [a_2 + k_1(b_0 + T_{\Pi\Pi})]p^2 + (a_3 + k_1)p - 1}, \quad (2)$$

где $k_1 = k_{\Pi\Pi}k_{ОУ}k_{ОСС}k_{ДП}$.

Передаточная функция второго контура определяется следующим образом:

$$W_2(p) = \frac{k_{\Pi}W_1(p)}{1 + k_{ДП}k_{\Pi}W_1(p)} = \frac{k_{\Pi}k_{\Pi\Pi}k_{ОУ}}{k_2 - 1} \cdot \frac{(T_{\Pi\Pi}p + 1)(b_0p + 1)}{\frac{a_0}{k_2 - 1}p^4 + \frac{a_1 + k_1b_0T_{\Pi\Pi}}{k_2 - 1}p^3 + \frac{a_2 + k_1(b_0 + T_{\Pi\Pi}) + k_2b_0T_{\Pi\Pi}}{k_2 - 1}p^2 + \frac{a_3 + k_1 + k_2(b_0 + T_{\Pi\Pi})}{k_2 - 1}p + 1}, \quad (3)$$

где $k_2 = k_{\Pi}k_{\Pi\Pi}k_{ОУ}k_{ДП}$.

Следовательно, передаточная функция замкнутой трехконтурной системы управления электромагнитным подшипником будет равна

$$W_3(p) = \frac{\frac{1}{T_{\Pi}p}W_2(p)}{1 + \frac{k_{ДП}W_2(p)}{T_{\Pi}p}} = \frac{b_{01}p^2 + b_{11}p + 1}{k_{ДП}(a_{01}p^5 + a_{11}p^4 + a_{21}p^3 + a_{31}p^2 + a_{41}p + 1)}, \quad (4)$$

где $b_{01} = b_0T_{\Pi\Pi}$; $b_{11} = b_0 + T_{\Pi\Pi}$; $a_{01} = \frac{a_0T_{\Pi}}{k_2}$; $a_{11} = \frac{(a_1 + k_1b_0T_{\Pi\Pi})T_{\Pi}}{k_2}$;

$$a_{21} = \frac{[a_2 + k_1(b_0 + T_{\Pi\Pi}) + k_2b_0T_{\Pi\Pi}]T_{\Pi}}{k_2}; \quad a_{31} = \frac{[a_3 + k_1 + k_2(b_0 + T_{\Pi\Pi})]T_{\Pi}}{k_2} + b_0T_{\Pi\Pi};$$

$$a_{41} = \frac{(k_2 - 1)T_{\Pi}}{k_2} + b_0 + T_{\Pi\Pi}.$$

В качестве объекта исследования выберем электромагниты, разработанные для электромагнитного подвеса ротора опытного образца турбонагнетателя 6ТК-Э дизеля локомотива [10]. В рассматриваемом агрегате масса ротора, приходящаяся на один электромагнитный подшипник, составляет $m = 18$ кг, а опорное напряжение широтно-импульсного преобразователя – $U = 60$ В.

При центральном положении ротора электромагниты характеризуются следующими параметрами: $L_2 = L_4 = 2,54$ Гн; $R_2 = R_4 = 96,6$ Ом; $L_{24} = L_{42} = 0,003$ Гн, $k_E = k_{E2} = k_{E4} = 1544$ Вс/м; $k_{ЭМ} = 1272$ Н; $k_F = 1360000$ Н/м. Поэтому при выборе 12-разрядного ШИМ с коэффициентом передачи $k_{ШИМ} = 0,0001221$ и датчика положения

ротора с $k_{ДП} = 10000000$ дискрет/м требуемые настройки регуляторов системы управления электромагнитным подшипником будут следующими: $ТПД = 0,079$ с; $k_{ПД} = k_{П} = 2$; $k_{ОСС} = 0,0008$ с; $ТИ = 0,008$ с [10]. При смещении ротора от центрального положения изменяются значения многих параметров электромагнитного подшипника, а именно: $L_2, L_4, L_{24}, L_{42}, k_{E2}, k_{E4}, k_{ЭМ}$ и k_F . При этом следует учитывать, что на величину этих параметров также влияют начальные токи в катушках электромагнитов I_{20} и I_{40} . Значения $L_2, L_4, L_{24}, L_{42}, k_{E2}, k_{E4}, k_{ЭМ}$ и k_F для рассматриваемого радиального электромагнитного подшипника в функции смещения ротора ε_y при $I_{20} = I_{40} = 0,311$ А приведены в табл. 1 [10].

Таблица 1 – Значения $L_2, L_4, L_{24}, L_{42}, k_{E2}, k_{E4}, k_{ЭМ}$ и k_F в функции ε_y при $I_{20} = I_{40} = 0,311$ А

$\varepsilon_y, \text{м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$L_2, \text{Гн}$	1,87	2,54	3,05	3,57
$L_4, \text{Гн}$	3,57	2,54	2,15	1,87
$k_{E2}, \text{Вс/м}$	1329	1544	2174	1759
$k_{E4}, \text{Вс/м}$	1759	1544	913	1329
$k_{ЭМ}, \text{Н}$	1450	1272	1099	760
$k_F, \text{Н/м}$	1488000	1360000	1424000	1488000

Подстановка данных табл. 1 и параметров настроек регуляторов в формулу (4) и решение характеристического уравнения

$$a_{01}p^5 + a_{11}p^4 + a_{21}p^3 + a_{31}p^2 + a_{41}p + 1 = 0 \quad (5)$$

позволяет найти его корни (табл. 2).

Таблица 2 – Корни характеристического уравнения (4) в функции ε_y при $I_{20} = I_{40} = 0,311$ А

$\varepsilon_y, \text{м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$p_{1,2}$	$-201,85 \mp j1101,21$	$-162,5 \mp j1020,56$	$-136,54 \mp j952,58$	$-88,21 \mp j808,55$
p_3	-114,02	-112,75	-111,91	-106,37
p_4	-37,26	-40,08	-39,49	-39,3
p_5	-12,89	-12,91	-12,94	-13,01

Анализ данных табл. 2 позволяет сделать вывод, что при выбранных настройках регуляторов, опорном напряжении широтно-импульсной модуляции $U = 60$ В и начальных значениях токов $I_{20} = I_{40} = 0,311$ А система управления электромагнитным подшипником устойчива при любом положении ротора поскольку все корни характеристического уравнения имеют отрицательные вещественные части. Значения токов I_{20} и I_{40} для рассматриваемого варианта реализации

радиального электромагнитного подшипника могут меняться от 0 до 0,622 А. Поэтому необходимо провести исследование устойчивости системы для двух предельных значениях токов: $I_{20} = 0,622$ А, $I_{40} = 0$ А и $I_{20} = 0$ А, $I_{40} = 0,622$ А. Значения параметров электромагнитного подшипника и корней характеристического уравнения для этих токов в функции смещения ротора ε_y от центрального положения приведены в табл. 3-6.

Таблица 3 – Значения $L_2, L_4, L_{24}, L_{42}, k_{E2}, k_{E4}, k_{ЭМ}$ и k_F в функции ε_y при $I_{20} = 0,622$ А, $I_{40} = 0$ А

$\varepsilon_y, \text{ м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$L_2, \text{ Гн}$	1,72	1,95	2,11	2,33
$L_4, \text{ Гн}$	2,93	2,58	2,16	1,94
$k_{E2}, \text{ Вс/м}$	649	1853	2609	3057
$k_{E4}, \text{ Вс/м}$	3057	1853	1097	649
$k_{ЭМ}, \text{ Н}$	870	459	599	781
$k_F, \text{ Н/м}$	736000	1096000	1468000	1840000

Таблица 4 – Корни характеристического уравнения (5) в функции ε_y при $I_{20} = 0,622$ А, $I_{40} = 0$ А

$\varepsilon_y, \text{ м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$p_{1,2}$	$-80,02 \mp$ $\mp j819,86$	$-34,34 \mp$ $\mp j623,49$	$-76,11 \mp$ $\mp j760,36$	$-128,16 \mp$ $\mp j900,23$
p_3	-100,47	-90,24	-101,71	-109,15
p_4	-61,65	-62,26	-53,12	-46,04
p_5	-12,98	-13,16	-13,17	-13,14

Таблица 5 – Значения $L_2, L_4, L_{24}, L_{42}, k_{E2}, k_{E4}, k_{ЭМ}$ и k_F в функции ε_y при $I_{20} = 0$ А, $I_{40} = 0,622$ А

$\varepsilon_y, \text{ м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$L_2, \text{ Гн}$	1,94	2,58	2,76	2,93
$L_4, \text{ Гн}$	2,33	1,95	1,83	1,72
$k_{E2}, \text{ Вс/м}$	649	1853	2609	3057
$k_{E4}, \text{ Вс/м}$	3057	1853	1097	649
$k_{ЭМ}, \text{ Н}$	781	459	465	870
$k_F, \text{ Н/м}$	1840000	1096000	916000	736000

Таблица 6 – Корни характеристического уравнения (5) в функции ε_y при $I_{20} = 0$ А, $I_{40} = 0,622$ А

$\varepsilon_y, \text{ м}$	-0,00025	0	0,000125	0,00025
$p_{1,2}$	$-128,16 \mp$ $\mp j900,23$	$-34,34 \mp$ $\mp j623,49$	$-55,6 \mp$ $\mp j701,59$	$-80,02 \mp$ $\mp j819,86$
p_3	-109,15	-90,24	-98,56	-100,47
p_4	-46,04	-62,26	-50,08	-61,65
p_5	-13,14	-13,16	-13,19	-12,98

И опять данные таблиц показывают, что рассматриваемая трехконтурная система управления электромагнитным подшипником остается устойчивой при любом положении ротора и соотношении токов в противоположных электромагнитах. Следует отметить, что диапазон отклонения ротора $\varepsilon_y = \pm 0,00025$ м выбран с учетом

зазора в страховочных подшипниках при центральном положении ротора.

Точка $\varepsilon_y = 0,000125$ м рассматривается с позиций применения перспективного с энергетической точки зрения подхода для компенсации веса горизонтально расположенного ротора. Действительно, располагая в этой точке ротор, можно сни-

зить напряжение питания ротора до 50 В [7]. При этом коэффициенты, характеризующие силу, действующую на ротор, станут равными $k_{ЭМ} = 763$ Н, $k_F = 98900$ Н/м, а коэффициенты, определяющие электродвижущие силы: $k_{E2} = 1811$ Вс/м, $k_{E4} = 761$ Вс/м. При равенстве токов в электромагнитах ЭМ2 и ЭМ4 $I_{20} = I_{40} = 0,259$ А (что будет наблюдаться при полной компенсации веса ротора за счет принудительного смещения на $\varepsilon_y = 0,000125$ м) корни характеристического уравнения замкнутой системы управления электромагнитного подшипника будут равны: $p_{1,2} = -81,71 \mp j799,74$, $p_3 = -111,41$, $p_4 = -39,49$, $p_5 = -12,94$. Следовательно, и при пониженном напряжении питания система управления электромагнитным подшипником будет обеспечивать его устойчивую работу. Также необходимо обратить внимание на то,

что устойчивость обеспечивается при неизменных параметрах настроек регуляторов.

Выводы

1. Полученные передаточные функции позволяют определять на этапе проектирования динамические свойства и устойчивость трехконтурной системы управления радиальным электромагнитным подшипником при различных положениях ротора относительно центра магнитной системы и соотношения токов в противоположных электромагнитах.

2. Доказано, что радиальный электромагнитный подшипник будет устойчиво работать в трехконтурной системе управления при любом положении ротора относительно центра магнитной в пределах страховочных подшипников и выборе параметров регуляторов по известной методике.

3. При снижении напряжения питания на 16 % устойчивость системы сохраняется.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Богданов Д.Н., Верещагин В.П.** Структура системы управления электромагнитными подшипниками // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. Москва, 2010. Т. 114. С. 9-14.

2. **Верещагин В.П., Рогоза А.В., Савинова Т.Н.** Методика проектирования электромагнитных подшипников // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. Москва, 2009. Т. 113. С. 3-12.

3. **Сарычев А.П.** Особенности и опыт создания электромагнитных подшипников для серии компрессоров газоперекачивающих агрегатов // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. Москва, 2009. Т. 112. С. 3-10.

4. **Сарычев А.П., Вейнберг Д.М.** Опыт разработки электромагнитных подшипников для газовых компрессоров // Труды НПП ВНИИЭМ. Москва, 2010. Т. 100. С. 275-282.

5. **Журавлёв Ю.Н.** Активные магнитные подшипники: теория, расчёт, применение. Санкт-Петербург: Политехника, 2003. 206 с.

6. **Никитина Л.Г.** Исследование электромагнитных опор для высокоскоростных шпиндельных узлов // Машиностроение и безопасность жизнедеятельности. 2011. № 3. С. 65-68.

7. **Стариков А.В., Костюков В.Д.** Анализ работы электромагнитных подшипников при смещении центра магнитной системы относительно оси вращения и вариации напряжения питания // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. 2023. Т. 31. № 1. С. 103-113.

8. **Стариков А.В., Стариков С.А.** Параметрический синтез регуляторов многоконтурной системы управления электромагнитным подвесом ротора // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. 2011. № 1 (29). С. 192-200.

9. **Макаричев Ю.А., Стариков А.В., Стариков С.А.** Математическая модель электромагнитного подшипника как объ-

екта управления с учётом непостоянства его параметров // Известия высших учебных заведений «Электромеханика». 2012. № 4. С. 31-34.

10. Макаричев Ю.А. Методы анализа и синтеза активных электромагнитных подшипников: дис. ... д-ра техн. наук. Самара: СамГТУ, 2013. 350 с.

Стариков Александр Владимирович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электропривод и промышленная автоматика» Самарского государственного технического университета

Alexander V. Starikov – Dr.Sc.Tech., Professor, Head: Department of Electric Drives and Industrial Automation, Samara State Technical University

Рокало Даниил Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика» Самарского государственного технического университета

Daniil Yu. Rokalo – Ph.D (Technical Sciences), Associate Professor, Department of Electric Drives and Industrial Automation, Samara State Technical University

Костюков Владислав Дмитриевич – аспирант кафедры «Электропривод и промышленная автоматика» Самарского государственного технического университета

Vladislav D. Kostyukov – Postgraduate student, Department of Electric Drives and Industrial Automation, Samara State Technical University

Статья поступила в редакцию 09.06.23, принята к опубликованию 19.06.23

УДК 621.314

ГИБРИДНАЯ МИКРОСЕТЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОЙ УСТАНОВКИ ОХЛАЖДЕНИЯ ГАЗА

И.И. Артюхов, Ю.Г. Щербаков, С.В. Молот, А.И. Земцов

HYBRID MICROGRID FOR POWER SUPPLY OF A FREQUENCY-CONTROLLED GAS COOLING UNIT

I.I. Artyukhov, Yu.G. Scherbakov, S.V. Molot, A.I. Zemtsov

В статье рассмотрена возможность использования энергии солнца для электрообеспечения установки охлаждения газа с частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов. Для реализации этой идеи предлагается создать гибридную микросеть, в которой мощный источник постоянного тока, получающий энергию из сети 50 Гц, интегрирован через преобразователи напряжения с группой солнечных массивов. Результатом является уменьшение расхода приобретаемой электроэнергии.

Ключевые слова: *система электрообеспечения, охлаждение газа, вентиляторы, частотно-регулируемый электропривод, солнечные модули*

Введение

Охлаждение газа после компримирования является неотъемлемой частью технологического процесса, реализуемого на дожимных компрессорных станциях газовых промыслов и на компрессорных станциях магистральных газопроводов [1]. В процессе сжатия газа его температура увеличивается. Для снижения мощности на его транспортировку, увеличения пропускной способности газопровода и повышения его надежности температуру газа после компримирования понижают до заданных значений путем пропускания через установки охлаждения газа (УОГ). Эти установки представляют собой набор теплообменных секций с электроприводными вентиляторами, количество и мощность которых зависят от режима транспорта газа, климатических условий местности и других факторов.

The paper considers a possibility for using solar energy to power supply a gas cooling plant with a frequency-controlled electric drive of fans. To implement this idea, a hybrid microgrid is proposed, where a powerful direct current source, which receives power from the 50 Hz grid, is integrated via voltage converters with a group of solar arrays. The result is a reduction in the consumption of purchased electricity.

Keywords: *power supply system, gas cooling, fans, variable frequency drive, solar modules*

Необходимо отметить, что охлаждение газа является энергоемким процессом. Расход электроэнергии на охлаждение газа после компримирования может достигать 50-70 % суммарного расхода электроэнергии на функционирование газотранспортного предприятия [2]. Поэтому повышение эффективности УОГ является актуальной проблемой, решение которой идет в различных направлениях как по оптимизации теплообменного оборудования [3-5], так и совершенствованию методов и технических средств управления вентиляторами [6-8].

Наиболее эффективное использование электроэнергии обеспечивают частотно-регулируемые УОГ, в которых изменение температурного режима осуществляется за счет частотного управления вентиляторами [9]. Применяемая в настоящее время схема электрообеспечения такой установки со-

держит два трансформатора 6(10)/0,4 кВ. Напряжения со вторичных обмоток трансформаторов подают через автоматические выключатели на соответствующие секции шин, которые, в свою очередь, могут быть соединены через секционный выключатель. К секциям шин 0,4 кВ через коммутационные аппараты подключаются преобразователи частоты (ПЧ) для управления электродвигателями вентиляторов УОГ.

Опыт внедрения и эксплуатации частотно-регулируемых УОГ обозначил такую проблему как снижение качества электрической энергии в системах электроснабжения компрессорных станций [10]. Подключение большого количества ПЧ к шинам питания приводит к тому, что частотно-регулируемая УОГ становится мощным потребителем не-синусоидального тока. Проблема обостряется, если источником питания компрессорной станции является газотурбинная электростанция.

Возможны различные варианты решения проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) в системах электроснабжения с нелинейными электроприемниками [11]. Чаще всего используют активные или пассивные фильтры гармоник.

Для объектов с большим количеством частотно-регулируемых электроприводов положительный эффект может быть достигнут за счет применения концепции постоянного тока при построении распределительных сетей [12]. Предполагается, что мощный централизованный выпрямитель является источником питания сети постоянного тока. К этой сети подключаются инверторы для управления электродвигателями. Особенности реализации такой сети для электроснабжения частотно-регулируемой УОГ рассмотрены в [13].

Концепция постоянного тока позволяет не только решить задачи ЭМС при электроснабжении группы частотно-регулируемых электроприводов, но и повысить энергоэффективность процесса охлаждения газа за счет интеграции возобновляемых источников энергии в систему электроснабжения.

Рассмотрим возможность использования энергии солнца при охлаждении газа на дожимной компрессорной станции (ДКС), которая представлена на рис. 1. Эта станция расположена в регионе, климатические условия которого являются благоприятными для выработки электроэнергии фотоэлектрическими преобразователями.



Рис. 1. Общий вид дожимной компрессорной станции

ДКС осуществляют следующие функции:

- компримирование газа;
- необходимую очистку и осушку газа в газопроводе;
- поддержание необходимого давления в трубопроводе;
- охлаждение газа.

Для выполнения указанных функций на ДКС установлены следующие типы технологического оборудования:

- установки осушки и очистки газа;
- установка низкотемпературной сепарации;
- газоперекачивающие агрегаты (ГПА) с приводом нагнетателей от газовых турбин;
- установки охлаждения газа.

Для охлаждения газа на выходе каждого ГПА используются по два аппарата воздушного охлаждения нового поколения АВГ-85 [14]. Эти аппараты рассчитаны на давление 8,34 МПа. В состав одного аппарата входят шесть электроприводных вентиляторов с рабочими колесами типа ГАЦ-27-3, которые включают композитную ступицу и объемные стеклопластиковые лопасти, изготовленные методом формования

под давлением с термической полимеризацией. Диаметр рабочего колеса составляет 2,7 м.

Вентиляторы приводятся во вращение электродвигателями мощностью 6 кВт. В результате на каждый ГПА приходится 12 вентиляторов, суммарная установленная мощность которых составляет 72 кВт.

При частотном управлении вентиляторами УОГ расход электроэнергии на охлаждение газа при прочих равных условиях зависит от разности температур газа и охлаждающего воздуха. Поэтому в условиях резко континентального климата можно предположить, что в дневное время суток расход электроэнергии на работу УОГ больше, чем в ночное время. При этом выработка электроэнергии солнечными модулями в ночное время не производится, а ее количество в дневное время зависит от положения солнца на небосводе и состояния атмосферы.

На рис. 2 показана схема гибридной микросети, в которой мощный источник постоянного тока дополнен группой солнечных массивов (на схеме показаны три массива).

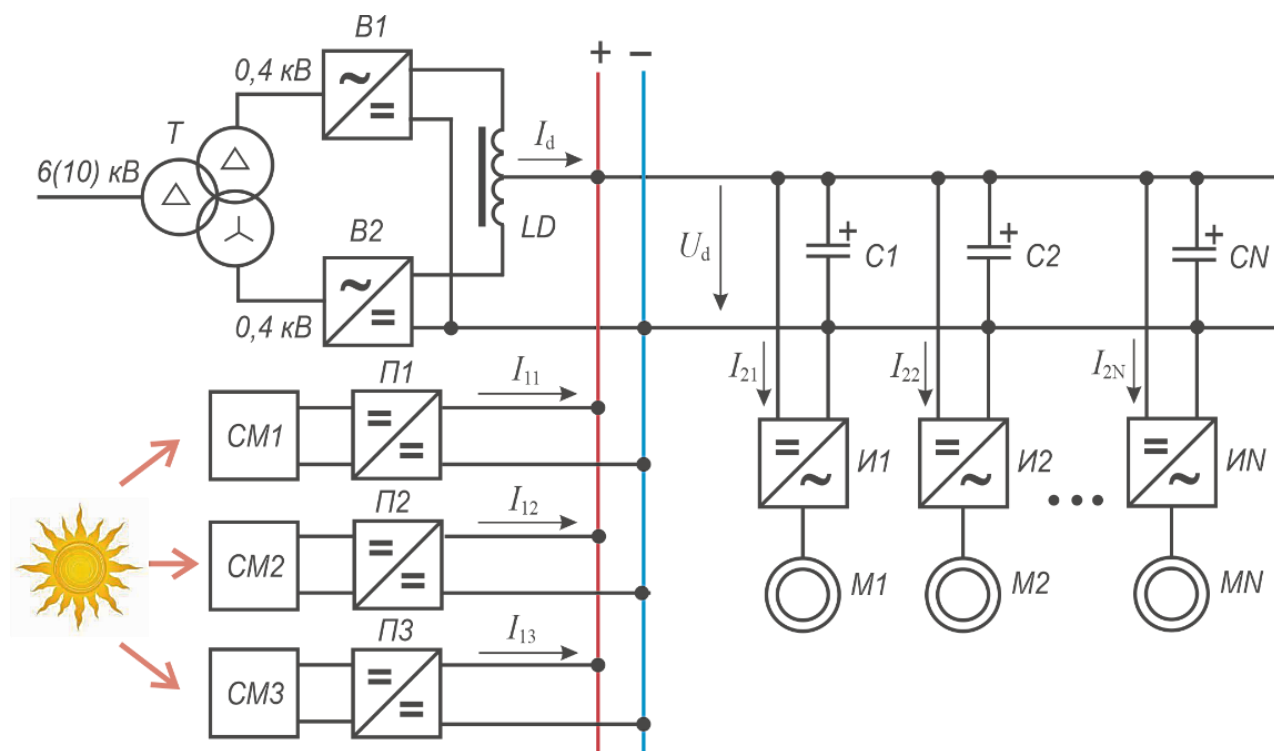


Рис. 2. Схема гибридной микросети для электроснабжения частотно-регулируемой УОГ

Основным источником энергии является преобразователь сетевого напряжения 6(10) кВ в постоянное напряжение U_d . Преобразователь выполнен в виде двух мостов В1 и В2, входы которых подключены ко вторичным обмоткам трансформатора Т, одна из которых соединена по схеме «звезда», другая – «треугольник». Сглаживание пульсаций напряжения U_d осуществляют дроссель LD и конденсаторы С1 – СN на входе инверторов. К шине постоянного тока через инверторы И1 – ИN подключены электродвигатели вентиляторов.

Так как напряжения вторичных обмоток трансформатора Т смещены по фазе относительно друг друга на угол, равный 30 эл. град., то при равенстве токов вторичных обмоток происходит компенсация 5-й и 7-й гармоник магнитного потока. В результате в токах первичных обмоток трансформаторов указанные гармоники также компенсируются. Спектр тока первичной обмотки трансформатора начинается с 11-й гармоники.

Солнечные массивы СМ1 – СМ3 передают энергию в шину постоянного тока через импульсные преобразователи напряжения П1 – П3. Они обеспечивают согласование уровней напряжений на зажимах солнечных массивов с напряжением U_d на шине постоянного тока и работу солнечных массивов в режиме выдачи максимальной мощности.

Напряжение на шине постоянного тока задается базовым источником на выпрямителях В1, В2 и в пределах допустимых отклонений сетевого напряжения 50 Гц от номинального значения может варьироваться в диапазоне 515...566 В.

График потребления активной мощности электроприводами от шины постоянного тока описывается функцией

$$P_{ЭП}(t) = U_d \cdot \sum_{k=1}^N I_{2k}(t), \quad (1)$$

где $I_{2k}(t)$ – график тока, потребляемого k -м инвертором.

Солнечные массивы отдают в шину постоянного тока мощность

$$P_{CM}(t) = \eta_n \cdot \sum_{k=1}^3 P_{CMk}(t), \quad (2)$$

где $P_{CMk}(t)$ – график выдачи мощности k -м солнечным массивом; η_n – КПД преобразователей напряжения.

Формулу (2) можно преобразовать таким образом:

$$P_{CM}(t) = U_d \cdot \sum_{k=1}^3 I_{1k}(t). \quad (3)$$

Базовый выпрямитель передает в шину постоянного тока мощность

$$P_B(t) = P_{ЭП}(t) - P_{CM}(t). \quad (4)$$

На основании (1) и (3) из (4) получим

$$P_B(t) = U_d \cdot \left(\sum_{k=1}^N I_{2k}(t) - \sum_{k=1}^3 I_{1k}(t) \right). \quad (5)$$

Из сети 50 Гц потребляется мощность, которую можно оценить по формуле

$$P_1(t) = [P_{ЭП}(t) - P_{CM}(t)] \cdot \eta_B^{-1}, \quad (6)$$

где η_B – КПД базового выпрямителя.

В ночное время электроснабжение УОГ обеспечивается энергией, потребляемой из сети 50 Гц. В дневное время, когда требуется более интенсивная работа УОГ, применение массивов солнечных модулей позволяет уменьшить потребление электроэнергии из сети.

Современный этап проектирования систем электроснабжения на основе солнечных модулей характеризуется применением универсальных программных продуктов, обладающих богатым набором библиотек элементов. Это способствует значительному повышению эффективности проектирования, снижению расходов на макетирование и натурный эксперимент. Таким продуктом является, в частности, программное обеспечение PVsyst 7.3, которое может импортировать метеоданные из множества источников и содержит большую библиотеку данных о различных фотоэлектрических системах и устройствах [15].

Выбор фотоэлектрического оборудования проведем исходя из условия, что на ДКС в работе находятся два ГПА, третий агрегат проходит техническое обслуживание. С учетом этого охлаждение газа осуществляют две УОГ, поэтому суммарная мощность электроприводов составляет 144 кВт. Также полагается, что ДКС находится на площадке в Средней Азии с координатами 39,4° северной широты и 53,18° восточной долготы.

На основании данных программы PVsyst 7.3 получаем, что для оптимальной

работы солнечных модулей их угол наклона должен составлять 34°, азимут – 0°.

В качестве базового элемента примем модули JKM410M-72H производства концерна Jinko Solar. В таблице приведены основные электрические параметры этих модулей. В столбцах STC приведены параметры модулей при солнечной радиации 1000 Вт/м² и температуре ячеек 25 °С. В столбце NOCT приведены параметры модулей при солнечной радиации 800 Вт/м² и температуре ячеек 20 °С.

Электрические параметры модулей JKM410M-72H-V

Параметр	STC	NOCT
Максимальная мощность, Вт	410	310
Напряжение в точке максимальной мощности, В	42,3	40
Ток в точке максимальной мощности, А	9,69	7,76
Напряжение холостого хода, В	50,4	48,9
Ток короткого замыкания, А	10,6	8,26
КПД модуля, %	20,38	
Рабочая температура, °С	–40 °С ~ +85 °С	
Максимальное напряжение в системе, В	1000 постоянного тока	
Максимальный номинал предохранителя, А	20	
Допустимое отклонение мощности	0 ~ +3 %	
Температурный коэффициент по мощности	–0,36% / °С	
Температурный коэффициент напряжения холостого хода	–0,28% / °С	
Температурный коэффициент тока короткого замыкания	0,048% / °С	
Номинальная температура работы модуля	45±2 °С	

Производитель солнечных модулей JKM410M-72H-V гарантирует, что в течение 12 лет эксплуатации выходная мощность не станет меньше 90 % от заявленной величины, а после 25 лет эксплуатации модулей выходная мощность будет на уровне 83 %.

В результате расчета в среде PVsyst принято решение о применении в разрабатываемой системе электроснабжения модулей JKM410M-72H-V в количестве 315 единиц, которые в соответствии с рис. 2 разделены на три массива. При этом в каждом массиве формируется цепочка из 15 последовательно соединенных модулей, затем 7 таких цепочек соединяются параллельно. В итоге мощность одного

массива модулей составляет 43 кВт при заимасемой площади 200 м².

При указанных выше значениях напряжения на шине постоянного тока выходные токи преобразователей П1 – П3 будут находиться в пределах

$$43000 / (515...566) = 76...84 \text{ А.}$$

Это говорит о том, что преобразователи напряжения могут быть реализованы с применением доступной элементной базы и коммутационных аппаратов широкого применения.

Произведем оценку капитальных затрат на оснащение ДКС дополнительным источником энергии на основе солнечных модулей.

Модули JKM410M-72H-V можно приобрести по цене 18 тыс. рублей за единицу. Общая стоимость модулей составит

$$315 \times 18\,000 = 5\,670\,000 \text{ рублей.}$$

Монтаж солнечных модулей с учетом приобретения силовых и контрольных кабелей обойдется примерно в 900 тыс. рублей. Стоимость трех преобразователей напряжения составит порядка 600 тыс. рублей.

Таким образом, суммарные затраты на приобретение и монтаж оборудования можно оценить суммой

$$5\,670 + 900 + 600 = 7\,170 \text{ тыс. рублей.}$$

Среднее время работы солнечных модулей в сутки составляет примерно 7 часов. Если принять горизонт расчета в 25 лет в соответствии с заявленным сроком службы солнечных модулей, то себестоимость одного кВт·ч электроэнергии, выработанной за счет энергии солнца, можно рассчитать по формуле

$$C_{ЭЛ} = \frac{Z}{P \cdot 365 \cdot T \cdot 25},$$

где Z – капитальные затраты; P – мощность солнечных модулей; T – средняя продолжительность работы модулей в сутки.

В итоге получим

$$C_{ЭЛ} = \frac{7170000}{130 \cdot 365 \cdot 7 \cdot 25} = 0,863 \frac{\text{руб}}{\text{кВт} \cdot \text{ч}}.$$

Данные расчета показывают, что оснащение ДКС гибридной микросетью для электроснабжения УОГ является экономически выгодным проектом, так как себестоимость электроэнергии, выработанной за счет энергии солнца, значительно меньше существующих тарифов на приобретение электроэнергии у сетевых организаций.

Полученное низкое значение себестоимости электроэнергии объясняется тем, что в микросети не применяются накопители энергии, в частности, аккумуляторы, которые имеют высокую стоимость. Кроме того, ресурс работы аккумуляторов составляет 5-6 лет, поэтому на горизонте расчета в 25 лет требуется несколько раз производить их замену. Это бы существенно увеличило капитальные затраты на создание микросети.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. **Крюков Н.П.** Аппараты воздушного охлаждения. Москва: Химия, 1983. 168 с.
2. **Аршакян И.И., Артюхов И.И.** Динамические режимы в системах электроснабжения установок охлаждения газа. Саратов: СГТУ, 2004. 120 с.
3. **Алимов С.В., Лифанов В.А., Миатов О.Л.** Аппараты воздушного охлаждения газа: опыт эксплуатации и пути совершенствования // Газовая промышленность. 2006. № 6. С. 54-57.
4. Модернизация вентиляторов АВО газа при реконструкции КС МГ / С.В. Алимов, А.О. Прокопец, С.В. Кубаров и др. // Газовая промышленность. 2009. № 4. С. 54-56.
5. **Калинин А.Ф., Фомин А.В.** Оценка эффективности режимов работы АВО // Труды Российского гос. ун-та нефти и газа имени И.М. Губкина. 2011. № 4 (265). С. 131-139.
6. **Артюхов И.И., Аршакян И.И., Крылов И.П.** Автоматическое управление аппаратами воздушного охлаждения на объектах магистрального транспорта газа // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 1. С. 33-36.
7. **Аршакян И.И., Тримбач А.А.** Повышение эффективности работы установок охлаждения газа // Газовая промышленность. 2006. № 12. С. 52-55.
8. Оптимизация стационарных режимов работы установок охлаждения газа компрессорных станций магистральных газопроводов / А.М. Абакумов, С.В. Алимов, Л.А. Мигачева и др. // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2011. № 3. С. 110-113.
9. Ресурсосберегающая технология охлаждения газа на компрессорных станциях / И.И. Артюхов, И.И. Аршакян, Р.Ш. Тарисов и др. // Вестник Саратовского

государственного технического университета. 2011. Т. 1. № 3 (54). С. 25-32.

10. **Артюхов И.И., Бочкарева И.И., Тримбач А.А.** Качество электроэнергии в системе электроснабжения газотурбинной компрессорной станции в условиях оснащения установок охлаждения газа частотно-регулируемым электроприводом вентиляторов // Вестник Саратовского государственного технического университета. 2011. № 4 (60). Вып. 2. С. 165-170.

11. **Артюхов И.И., Сошинов А.Г., Бочкарева И.И.** Электромагнитная совместимость и качество электроэнергии. Волгоград: ИУНЛ ВолгГТУ, 2015. 124 с.

12. **Змиева К.А., Кулагин О.А.** Разработка энергоэффективной концепции построения распределительных сетей промышленного предприятия // Электротехни-

ческие комплексы и системы управления. 2012. № 3. С. 22-28.

13. **Молот С.В., Пыльская Е.К., Земцов А.И.** Новая топология подстанции для электроснабжения частотно-регулируемой установки охлаждения газа // Вопросы электротехнологии. 2022. № 2 (35). С. 45-52.

14. **Калинин А.Ф., Меркурьева Ю.С., Халлыев Н.Х.** Оценка эффективности эксплуатации аппаратов воздушного охлаждения газа нового поколения // Территория «НЕФТЕГАЗ». 2018. № 9. С. 74-80.

15. Photovoltaic software PVsyst. URL: <https://www.pvsyst.com/> (дата обращения 15.05.2023).

16. Солнечные панели JinKO Solar. URL: <https://jinko-solar.ru/> (дата обращения 16.05.2023).

Артюхов Иван Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Щербakov Юрий Геннадьевич – магистрант кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

Молот Светлана Викторовна – старший преподаватель кафедры «Электроэнергетика и электротехника» Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю.А.

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

Ivan I. Artyukhov – Dr.Sci. Tech., Professor, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Yuri G. Scherbakov – Master student, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

Svetlana V. Molot –Senior Lecturer, Department of Electrical and Power Engineering, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

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

Статья поступила в редакцию 02.06.23, принята к опубликованию 16.06.23

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

Приглашаем к сотрудничеству ученых, преподавателей, сотрудников научных коллективов кафедр и лабораторий вузов, научно-исследовательских институтов, аспирантов, студентов, руководителей промышленных предприятий, разработчиков новой продукции, инвесторов, представителей органов власти.

По вопросам публикации статей в научно-техническом журнале «Вопросы электротехнологии» обращаться по телефону:

8 (8452) 99-87-64 – приемная главного редактора.

Просьба направлять публикации по адресу:

Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77, ком. 1/134, главному редактору журнала «Вопросы электротехнологии» Артюхову И.И. и по электронной почте eltech@sstu.ru

Требования к оформлению публикаций

- Рукопись статьи оформляется в программе Microsoft Word для Windows
 - Формат страницы – А4, ориентация книжная
 - Размеры полей страниц: верхнее и нижнее – по 25 мм, левое и правое – по 20 мм
 - Абзацный отступ – 0,63 см
 - Шрифт текста рукописи – Times New Roman, размер 12 pt
 - Междустрочный интервал – 1,0
 - Общий объем рукописи (включая иллюстрации и таблицы) – не более 10 страниц.
- Указанное ограничение объема рукописи не распространяется на сведения об авторах.

Иллюстрации (рисунки, графики, фотографии) располагаются в тексте статьи и должны иметь номер и подпись. Чертежи, схемы и другие графические материалы выполняются с хорошей проработкой деталей в программах Corel Draw (с расширением *.cdr) или других редакторах (с расширением *.jpeg или *.tiff). Все графические материалы должны быть доступны для редактирования, поэтому необходимо представлять их в исходном формате. Цветные иллюстрации должны быть адаптированы для черно-белой печатной версии журнала. Таблицы располагаются непосредственно в тексте статьи. Каждая таблица должна иметь номер и заголовок.

Размерность всех величин, принятых в статье, должна соответствовать Международной системе единиц измерений (СИ). Не следует употреблять сокращенных слов, кроме общепринятых (т. е., и т. д., и т. п.). Допускается введение предварительно расшифрованных сокращений.

ОБЯЗАТЕЛЬНО наличие индекса УДК и списка использованных источников, оформленного по ГОСТ Р 7.0.5-2008 и включающего: фамилию и инициалы автора, название статьи, название журнала, том, год, номер или выпуск, страницы, а для книг – фамилии и инициалы авторов, точное название книги, место издания (город), издательство, год издания, количество страниц.

Также предоставляется информация об авторах (**ФИО полностью, почетные звания, ученая степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, e-mail**), название статьи, аннотация и ключевые слова. Данная информация дублируется на **английском языке**.

Специалисты в технических и естественно-научных отраслях к публикации **ОБЯЗАТЕЛЬНО** прилагают экспертное заключение.

Публикации принимаются в течение всего года.

Публикации, не отвечающие перечисленным требованиям, к рассмотрению не принимаются. Рукописи и электронные носители авторам не возвращаются.

Редакция оставляет за собой право производить редакционные изменения, не искажающие основное содержание статьи.

За дополнительной информацией обращайтесь на сайт журнала «Вопросы электротехнологии» www.sstu.ru/nauka/nauchnye-izdaniya/voprosy-elektrotekhnologii.

Редактор Л.А. Скворцова
Компьютерная верстка Ю.Л. Жупиловой
Перевод на английский язык А.Х. Аскаровой

Адрес редакции:
410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
Телефон: (8452) 99-87-64
e-mail: eltech@sstu.ru

Подписано в печать 23.06.2023 Дата выхода в свет 28.06.2023

Формат 60×84 1/8 Бум. офсет.

Усл. печ. л. 10,25 Уч. изд. л. 4,5

Тираж 500 экз. Заказ 34 Цена свободная

Отпечатано в Издательстве СГТУ имени Гагарина Ю.А.

Адрес: 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77.

E-mail: izdat@sstu.ru

Полная электронная версия журнала размещена в системе РИНЦ
в открытом доступе на платформе eLIBRARY.RU

Подписной индекс 70841 (каталог «Газеты. Журналы» на 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:
77 Politekhnicheskaya Str., 410054, Saratov, Russia
Tel.: (8452) 99-87-64
e-mail: eltech@sstu.ru

Print date: 23.06.2023 Date of publication: 28.06.2023

Paper size: 60×84 1/8. Offset-Print

Conventional printed sheet 10,25 Publication base sheet 4,5

Circulation: 500 printed copies. Order 34 Subscription and individual copies: open rates

Published by SSTU Publishing, 410054 Saratov, 77 Politekhnicheskaya Str.

Online at www.eLIBRARY.RU

The certificate of media source registration: PI No. *FS77-54621*

Issued by Roscomnadzor 01.07.2013

