

**Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»**

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Международная научно-практическая конференция

Том 1



Уфа 2022

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Международная научно-практическая конференция

Том 1

Научное электронное издание сетевого доступа

© УУНиТ
ISBN 978-5-7477-5643-4
ISBN 978-5-7477-5644-1 (Т. 1)

Уфа 2022

Электротехнические комплексы и системы : материалы Международной научно-практической конференции : в 2 томах [Электронный ресурс] / Уфимск. ун-т науки и технологий. – Уфа : УУНиТ, 2022.

Том 1. Уфимск. ун-т науки и технологий. – URL: https://www.ugatu.ru/media/uploads/MainSite/Ob%20universitete/Izdateli/El_izd/2022-219.pdf

Содержатся статьи, включенные в программу Международной научно-практической конференции «Электротехнические комплексы и системы», состоявшейся в г. Уфе 26–28 октября 2022 г. Основные тематики сборника связаны с электротехническими комплексами и системами, электромеханикой, электроэнергетикой, электрооборудованием, электро-транспортом и электрооборудованием летательных аппаратов, альтернативной энергетикой и современными информационными и цифровыми технологиями в энергетике, перспективными материалами в электро-технике.

Редколлегия:

Ф. Р. Исмагилов – зам. директора по науке Передовой инженерной школы «Моторы будущего», д-р техн. наук, профессор (ответственный редактор)

В. Е. Вавилов – директор Передовой инженерной школы «Моторы будущего», д-р техн. наук (зам. ответственного редактора)

Э. И. Зайнагутдинова – инженер отдела сопровождения Передовой инженерной школы «Моторы будущего»

При подготовке электронного издания использовались следующие программные средства:

- Adobe Acrobat – текстовый редактор;
- Microsoft Word – текстовый редактор.

Материалы публикуются в авторской редакции.

Ответственный за выпуск *Ф. Р. Исмагилов*

Компьютерная верстка *Л. А. Вяземская*

Программирование и компьютерный дизайн *О. М. Толкачёва*

Все права защищены. Книга или любая ее часть не может быть скопирована, воспроизведена в электронной или механической форме, в виде фотокопии, записи в память ЭВМ, репродукции или каким-либо иным способом, а также использована в любой информационной системе без получения разрешения от издателя. Копирование, воспроизведение и иное использование книги или ее части без согласия издателя является незаконным и влечет уголовную, административную и гражданскую ответственность.

Подписано к использованию: 30.12.2022

Объем: 10,5 Мб.

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий»

450076, Уфа, ул. 3. Валиди, 32.

Тел.: +7-908-35-05-007

e-mail: rik@ugatu.su

Валеев А. Р.¹, Волкова Т. Ю.¹, Сиразетдинов А. Р.¹, Елизарьев А. Ю.²

¹Уфимский государственный авиационный технический университет

²ООО «Башкирэнерго»

РАЙОНИРОВАНИЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БАШКОРТОСТАН ПО ВЕТРОВОМУ ДАВЛЕНИЮ

Аннотация: Климатические факторы – основа исходных данных технических условий проектирования, расчетов, а также эксплуатации любых ЛЭП и контактных сетей. Воздействие ветра определяет расчетные горизонтальные и вертикальные нагрузки на подвешенные провода при расчетах необходимо учитывать наиболее опасные сочетания нагрузок и климатических факторов, Климатические факторы – основа исходных данных технических условий проектирования, расчетов, а также эксплуатации любых ЛЭП и контактных сетей. Воздействие ветра определяет расчетные горизонтальные и вертикальные нагрузки на подвешенные провода и элементы других подсистем контактных сетей и ЛЭП. От нагрузок и собственного веса проводов, распределенных в пролете, также зависит их натяжение. Воздушные линии должны работать при любых атмосферных условиях, поэтому при расчетах необходимо учитывать наиболее опасные сочетания нагрузок и климатических факторов, установленные действующими нормами и правилами. От величины принятых расчетных климатических нагрузок зависят аварийность и эксплуатационная надежность ЛЭП. Недоучет климатических нагрузок при проектировании может приводить к аварийным ситуациям на ЛЭП, и, как следствие, к перерыву в электроснабжения потребителей. Настоящая работа посвящена одному из видов климатических нагрузок, а именно ветровой нагрузке на территории Республики Башкортостан. Результатом моделирования является климатическая карта районирования по ветровому давлению. В основу районирования положены расчетные ветровые нагрузки повторяемостью один раз в 25 лет за период с 2010 по 2020 год. По значениям ветрового давления определены ветровые районы. Данная карта разрабатывается впервые, в отличие от карты районирования по толщине стенки гололеда и пляске проводов. Практическое применение карты заключается в оценке климатических условий на конкретной территории Республики Башкортостан при строительстве новых и замене старых ЛЭП, что позволит снизить аварийность и повысить эксплуатационную надежность ЛЭП.

I. INTRODUCTION

Климатические условия являются одним из основных факторов при строительстве новых ЛЭП. От величины принятых расчетных климатических нагрузок зависят аварийность и надежность ЛЭП. Недоучет климатических нагрузок при проектировании может приводить к аварийным ситуациям^{6,7,8,15}. Так, например, в 2013 году образования льда привело к повреждению 13 опор в Самарской области, в 2014 году от ледяных дождей больше всего пострадал Краснодарский край, было повреждено более 50 опор ЛЭП, в 2020 году в Приморском крае образование льда на проводах привело к обрушению опор ЛЭП. Республика Башкортостан особенно подвержена гололедно-ветровым

нагрузкам, наряду с регионами Кавказа, Приволжского федерального округа и Дальнего Востока. Последняя серьезная авария в энергосистеме Башкирии произошла в мае 2021 года, от ураганного ветра обрушились опоры ЛЭП. Наиболее частым воздействием гололедно-ветровых нагрузок подвержены территории производственных отделений Белебеевских, Кумертауских, Белорецких, Сибайских электрических сетей ООО «Башкирэнерго» (рис. 1).

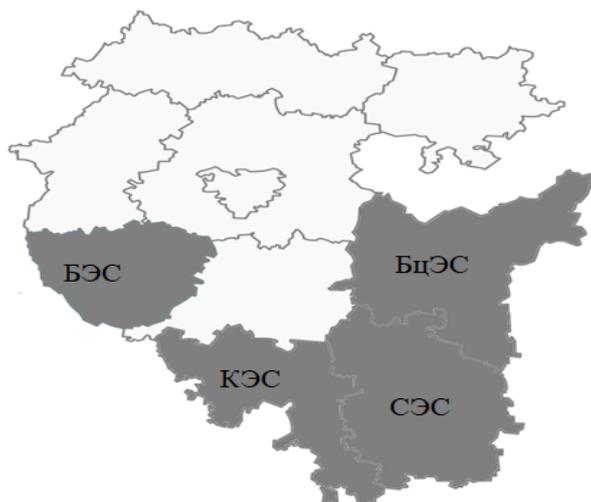


Рис. 1. Территории ООО «Башкирэнерго»

В этих условиях очень важно достоверное районирование гололедно-ветровых территорий⁸⁻¹². Данную работу в Республике Башкортостан начали проводить с 1957 года после массовых гололедно-ветровых аварий, с тех пор регулярно уточняются и разрабатываются новые климатические карты. Кроме того, и ПУЭ требует создания и актуализации данных карт, для оценки климатических условий. Разработанные АО «БЭСК» и УГАТУ карты по гололеду (рис. 2), пляске проводов (рис. 3) достоверны, но для полной характеристики климатической обстановки необходима также климатическая карта районирования по ветровому давлению^{6,11}.

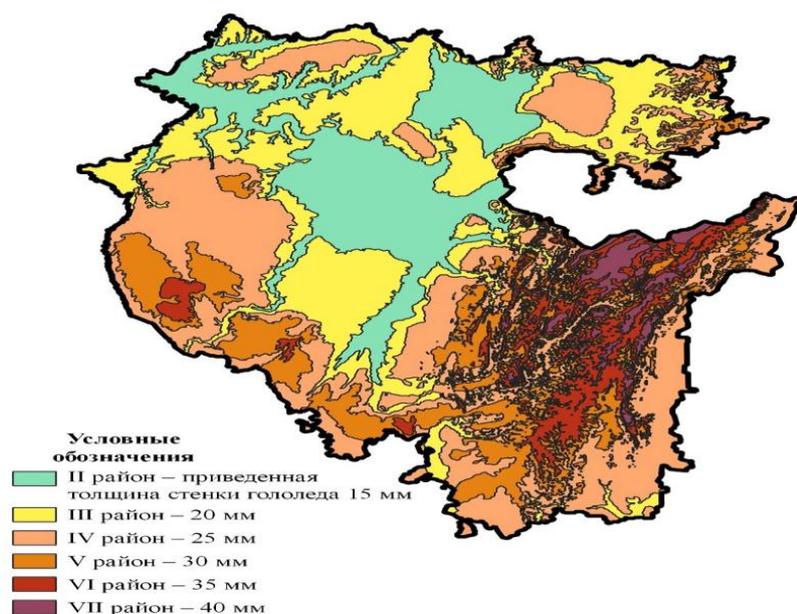


Рис. 2. Карта районирования территории Республики Башкортостан по толщине стенки гололеда

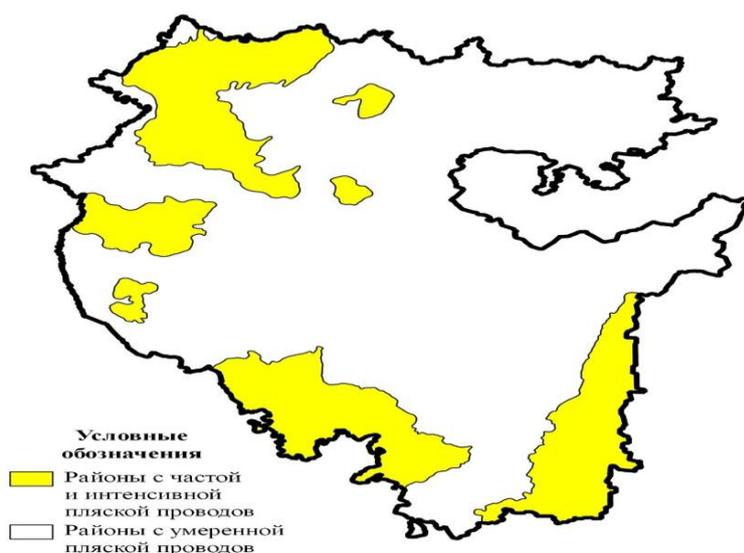


Рис. 3. Карта районирования территории Республики Башкортостан по пяске проводом

II. SIMULATION DETAILS

Давление ветра может вызвать поломку и падение опор с вырыванием недостаточно прочно укрепленных в грунте фундаментов, а также усиливать гололедообразование¹⁴.

В основу районирования положены расчетные ветровые нагрузки повторяемостью один раз в 25 лет за период с 2010 по 2020 год. По значениям ветрового давления определены ветровые районы.

Ветровой режим республики определяется двумя факторами: атмосферной циркуляцией и характером подстилающей поверхности. Зимой под влиянием западного отрога Сибирского антициклона наблюдается увеличение юго-западных и южных ветров. В целом за год на большей части территории Республики наблюдаются ветры юго-западного направления, в отдельных районах-западного и южного.

Собрав значения скоростей ветра, происходит статистическая обработка и построение графика интегральной функции распределения. Проведем статистическую обработку ряда максимальных годовых скоростей ветра с определением климатических параметров по функции первого предельного распределения на примере метеостанции Аксаково. В таблицу 1 будем заносить максимальную скорость ветра за месяц периодом в десять лет. На графике (рис. 4), значения скоростей ветра соответствуют различным периодам повторяемости, которые приведены в таблице 2.

Таблица 1

Вероятности максимальной скорости ветра за периоды метеостанции Аксаково

Месяц, год	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	Макс за год
2010	15	12	14	14	11	12	29	12	14	12	14	11	29
2011	18	11	14	15	14	9	15	20	14	17	23	14	23
2012	21	17	21	14	17	24	27	24	17	14	11	26	27
2013	12	15	11	15	14	14	12	12	21	14	17	20	21
2014	15	14	15	18	14	15	18	15	12	12	11	14	18
2015	14	15	14	17	15	15	18	12	27	15	18	15	27
2016	14	12	12	17	15	12	12	12	12	9	15	15	17
2017	14	18	17	17	14	15	15	12	12	11	12	14	18
2018	14	12	14	15	15	15	11	14	29	17	15	12	29
2019	17	17	15	14	15	15	14	14	15	18	14	17	18
2020	15	20	12	14	14	12	9	15	14	14	12	12	20

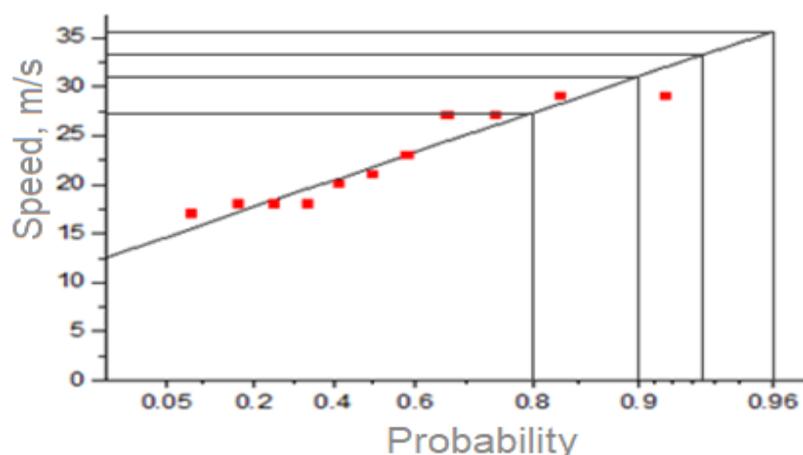


Рис. 4. График распределения максимальной скорости ветра

Таблица 2

Вероятности максимальной скорости ветра за периоды

Вероятность:	0,8	0,9	0,933	0,96
Повторяемость 1 раз в:	5 лет	10 лет	15 лет	25 лет
Скорость:	27,4	31	33,1	35,7

Далее определяется ветровое давление по данным обработки максимальных скоростей ветра метеорологической станции Аксаково. Нормативное ветровое давление W_0 принимается по данным обработки максимальных скоростей ветра метеорологических станций по следующей формуле.

$$W_0 = \frac{V^2}{1,6},$$

где V - максимальная скорость ветра с 10-минутным интервалом осреднения на высоте 10 м с вероятностью не превышения 0,96.

$$W_0 = \frac{35,7^2}{1,6} = 796,55 \text{ Па},$$

что соответствует IV ветровому району.

III. SIMULATION RESULTS

По примеру метеостанции Аксаково, был выполнен расчет ветрового давления на всей территории Республики Башкортостан. Результатом работы

является карта районирования Республики Башкортостан по ветровому давлению (рис. 5).

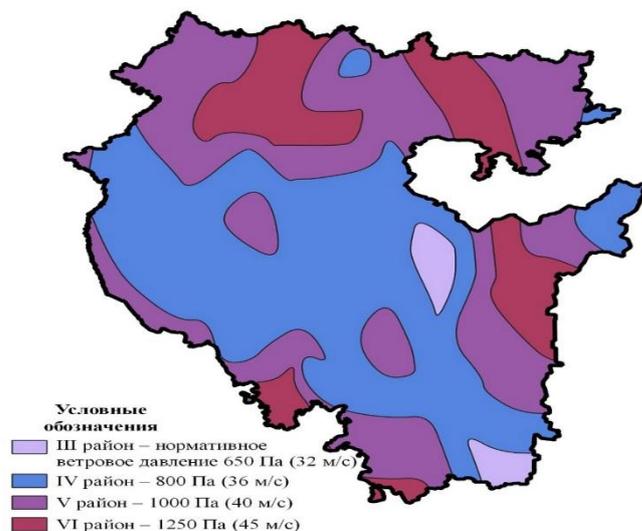


Рис. 5. Карта районирования территории Республики Башкортостан по ветровому давлению

Карта составлена на гипсометрической карте, изолинии климатических характеристик проводились по изогипсам.

IV. CONCLUSION

Практическое применение карты районирования по ветровому давлению заключается в том, что при строительстве новых и замене старых ЛЭП будет точно известно ветровое давление по территории будущего строительства. Соответственно ЛЭП будут проверяться по данному параметру и если по технико-экономическим параметрами или иным причинам невозможно будет в полной мере защитить ЛЭП, будут разрабатываться противоаварийные средства^{1-4,9,13,15}. Учитывая тесную взаимосвязь ветровых и гололедных нагрузок на провода и грозотросы ЛЭП, дополнительно к разработанной карте районирования по ветровому давлению, необходимо в дальнейшем разработать карту районирования территории Республики Башкортостан по ветровой нагрузке при гололеде^{6,14}, что позволит увеличить эффективность учета гололедно-ветровых явлений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Y.P. Shevelev, I.Y. Bayramov, A.Y. Elizariyev, Kompleks rabot, provodimyh v OOO "Bashkirskie raspredelitelnye elektricheskie seti", i meropriyatij po povysheniy nadezhnosti raboty VL vo vremya intensivnogo gololednogo obrazovaniya, Ufa UGATU 25–29, (2012), (in Russian).
2. A.Y. Elizariyev, A.R. Valeev, G.A. Gromova. Sovershenstvovanie sistemy kontrolya gololedno-ventrovyyh nagruzok na vozdushnyh liniyah elektroperedachi, Vestnik UGATU 136–142, (2016), (in Russian).
3. G. E. Rakhmatullina, "Use of Reactive Currents for Melting Ice on Overhead Transmission Lines of 10kV," International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 1-5, (2018).
4. Zhang, C., Gong, Qw. & Koyamada, K. Visual analytics and prediction system based on deep belief networks for icing monitoring data of overhead power transmission lines. J Vis 23, 1087–1100, (2020).
5. Bjorn Egil Kringlebotn Nygaard, Ivar Ambjorn Seierstad, Anthony T. Veal, A new snow and ice load map for mechanical design of power lines in Great Britain, Cold Regions Science and Technology, Volume 108, Pages 28-35, (2014).
6. Dae Il Jeong, Laxmi Sushama, Michael J.F. Vieira, Kristina A. Koenig, Projected changes to extreme ice loads for overhead transmission lines across Canada, Sustainable Cities and Society, Volume 39, 639-649, (2018).
7. Michal Tomaszewski, Bogdan Ruszczak, Paweł Michalski, Sławomir Zator, The study of weather conditions favourable to the accretion of icing that pose a threat to transmission power lines, International Journal of Critical Infrastructure Protection, Volume 25, 139-151, (2019).
8. Fikke S, Overhead Lines and Weather. In: Papailiou K. (eds) Overhead Lines. CIGRE Green Books. Springer, Cham, 341-374, (2017).
9. Farzaneh M., Chisholm W.A., Systems for De-Icing Overhead Power Line Conductors and Ground Wires. In: Techniques for Protecting Overhead Lines in Winter Conditions, CIGRE Green Books. Springer, Cham, 157-194, (2022).
10. Hisato Matsumiya, Teruhiro Yukino, Mikio Shimizu, Takashi Nishihara, Field observation of galloping on four-bundled conductors and verification of countermeasure effect of loose spacers, Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 220, (2022).
11. Alvise Rossi, Chowdhury Jubayer, Holger Koss, Daniel Arriaga, Horia Hangan, Combined effects of wind and atmospheric icing on overhead transmission lines, Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 204, (2020).
12. Diego Cerrai, Marika Koukoulou, Peter Watson, Emmanouil N. Anagnostou, Outage prediction models for snow and ice storms, Sustainable Energy, Grids and Networks, 21, (2020).
13. Bayramov, I.Y. Range of activities by "Bashkirenergo" LLC to improve the reliability of overhead power lines during heavy icing / I.Y. Bayramov, A.Y. Elizariyev, A.R. Valeev // WIT Trans. Ecol. Environ, Vol. 190, 1, (2014).
14. Pavlo Sokolov, Muhammad S. Virk, Droplet distribution spectrum effects on dry ice growth on cylinders, Cold Regions Science and Technology, 80-88, (2019).
15. Muhammad Waseem, Saeed D. Manshadi, Electricity grid resilience amid various natural disasters: Challenges and solutions, The Electricity Journal, 33, (2020).

Максудов Д. В., Фаррахова Р. А.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ БАРЬЕРНОГО РАЗРЯДА В ОЗОНО-КАТАЛИТИЧЕСКОМ УСТРОЙСТВЕ СОТОВОЙ СТРУКТУРЫ¹

Аннотация: В статье рассматривается озono-каталиитическое устройство для решения проблемы холодного старта автомобильного двигателя. В данном устройстве образование озона происходит непосредственно внутри каталиитического блока сотовой структуры в результате барьерного разряда, а роль диэлектрических барьеров выполняют стенки каналов каталиитического блока. Использование озона позволяет осуществлять эффективную очистку выхлопных газов автомобильного двигателя даже при низких температурах, при которых каталиитическая очистка без участия озона была бы невозможна. Для рассматриваемого озono-каталиитического устройства была разработана математическая модель распределения напряженности электрического поля в разрядных промежутках каналов каталиитического блока. Модель также позволяет получить функцию зависимости коэффициента ударной ионизации от пространственных координат в плоскости сечения рассматриваемого канала каталиитического блока. Это позволяет исследовать пространственную структуру развития барьерного разряда в этих каналах и определить возможность формирования стримера в процессе эволюции электронной лавина. Результаты исследований могут быть использованы для оптимизации параметров рассматриваемого озono-каталиитического устройства и повысить эффективность генерации озона.

Ключевые слова: барьерный разряд, коэффициент ударной ионизации, озонкаталиитическое устройство, озонатор, проблема холодного старта автомобильного двигателя, озон, электрическое поле.

I. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время отмечается возрастающий научный интерес к технологиям, связанным с получением и использованием озона, который применяется в различных областях человеческой деятельности, в том числе, для очистки и обеззараживания.

Наиболее эффективным способом получения озона является применение барьерного разряда, в случае которого благодаря равномерному распределению разрядного процесса в пространстве образование озона происходит при сравнительно низких температурах, что позволяет избежать его немедленного разложения в канале разряда.

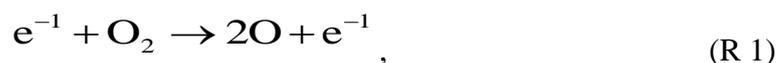
Исследования барьерного разряда проводились с начала XX века. К 50-70-м годам этого столетия стало ясно, что данный разряд имеет сложную

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

пространственно-временную структуру и состоит из серий микрозарядов, равномерно распределенных по площади диэлектрического барьера. В течение каждого полупериода приложенного напряжения серии микрозарядов могут повторяться несколько раз. Также к этому времени было установлено, что концентрация озона определяется данной пространственно-временной структурой разряда и увеличивается с ростом числа микрозарядов за единицу времени.

Современные экспериментальные исследования показывают также зависимость эффективности образования озона от амплитуды [1, 2, 3] и частоты [3, 4] питающего напряжения. Влияние плотности мощности барьерного разряда было экспериментально исследовано в [5, 6, 7]. Авторы [6, 8, 9] изучили влияние формы электродов и диэлектрического барьера на концентрацию получаемого озона и энергетические затраты на его образование. В публикации [10] показана зависимость концентрации озона от пространственного распределения электрического поля.

В процессе работы озонатора образование озона происходит вследствие диссоциации молекулы кислорода электронным ударом.



и последующей реакции взаимодействия образовавшегося атомарного кислорода с другой молекулой кислорода в присутствии молекулы М некоторого другого вещества (например, азота, входящего в состав воздуха)



Энергия, необходимая для диссоциации молекулы кислорода (5,17 эВ), намного меньше энергии ионизации молекул кислорода (13,6 эВ) или азота (14,5 эВ). Количество электронов, способных привести к диссоциации молекулы кислорода определяется током I , протекающим через газовую среду разрядного промежутка между электродом и диэлектрическим барьером.

$$I = I_0 e^{ad}, \quad (1)$$

где d – ширина разрядного промежутка, α – коэффициент ударной ионизации (первый коэффициент Таунсена), равный числу ионизаций, которые электрон способен произвести на единице длины его пути.

При достаточно большом расстоянии между электродами, определяемом значением α , развитие электронной лавины приводит к образованию стримера. Однако при этом следует иметь в виду, что коэффициент α не является постоянной величиной и представляет собой функцию от пространственных координат в объеме разрядного промежутка. Значение данного коэффициента зависит от напряженности электрического поля в исследуемой точке пространства.

Таким образом, строгое решение задачи определения эффективности барьерного разряда при генерации озона в объеме разрядного промежутка требует расчета распределения напряженности электрического поля в данном промежутке.

II. ОЗОНО-КАТАЛИТИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО СОТОВОЙ СТРУКТУРЫ

Исследуемое озono-каталитическое устройство было разработано на кафедре электромеханики УГАТУ совместно с Институтом Катализа СО РАН для очистки выхлопных газов автотранспорта и решения проблемы холодного старта автомобильного двигателя [11-15]. В первые минуты работы двигателя, когда выхлопные газы еще недостаточно прогреты и катализаторы не справляются с их очисткой, в данном устройстве непосредственно внутри каталитического блока сотовой структуры происходит образование озона, что позволяет произвести эффективную очистку выхлопных газов при сравнительно низких температурах.

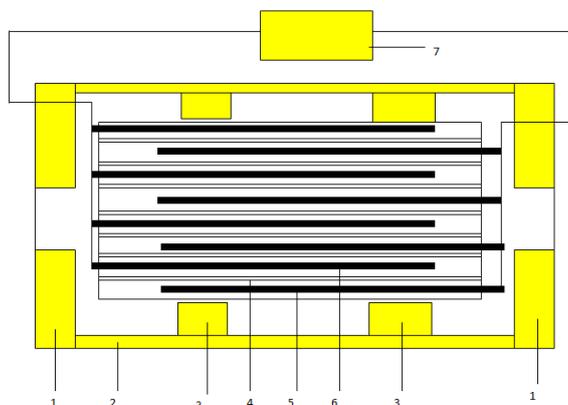
Фронтальный вид озонатора сотовой структуры и его схема в продольном разрезе представлены, соответственно, на рисунках 1 и 2.



Рис. 1. Озонатор сотовой структуры, вид во фронтальном разрезе

Озонатор представляет собой диэлектрический каталитический блок 4, в сотовые ячейки которого в шахматном порядке вложены две группы электродов 5, соединенные с источником питания 7 через общие шины, расположенные с противоположных сторон блока. Каталитический блок помещен в диэлектрический корпус 2 и закреплен изолирующими стойками 3.

При этом стенки каналов каталитического блока выполняют функцию диэлектрических барьеров между электродами. Разность потенциалов между электродами приводит к появлению серий микроразрядов на каждом полупериоде приложенного напряжения. Каждая такая серия приводит к некоторому снижению напряжения и временному прекращению разрядного процесса до тех пор, пока источник на том же полупериоде не обеспечит новое повышение напряжения до необходимого уровня.



*Рис. 2. Озонатор сотовой структуры в продольном разрезе:
 1 – фланцы; 2 – диэлектрический корпус; 3 – изолирующие стойки;
 4 – диэлектрик-катализатор сотовой структуры; 5, 6 – группы электродов разных потенциалов; 7 – высокочастотный источник переменного тока*

III. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В РАЗРЯДНОМ ПРОМЕЖУТКЕ

Для расчета распределения напряженности электрического поля вокруг электрода, помещенного в канал каталитического блока, применяется метод отображения с учетом граничных условий на поверхности раздела сред с разными значениями диэлектрической проницаемости ϵ_1 и ϵ_2 .

$$\begin{aligned} E_1^t &= E_2^t, \\ D_1^n &= D_2^n \end{aligned} \quad (2)$$

где E_1^t и E_2^t – соответственно тангенциальные составляющие напряженности электрического поля в среде 1 и в среде 2, D_1^n и D_2^n – нормальные составляющие вектора электрического смещения в первой и второй средах соответственно.

Каждый электрод находится внутри канала квадратного сечения, со стороной $2h$. Таким образом, отображение его линейного заряда q происходит во всех четырех плоскостях, соответствующих диэлектрическим стенкам канала (см. рис. 3).

Как следует из (2), в процессе каждого отображения заряд q умножается на коэффициент $\beta < 1$, который определяется по формуле

$$\beta = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1}, \quad (3)$$

где ϵ_2 , ϵ_1 – относительные диэлектрические проницаемости, соответственно, диэлектрика каталитического блока и газовой смеси разрядного промежутка.

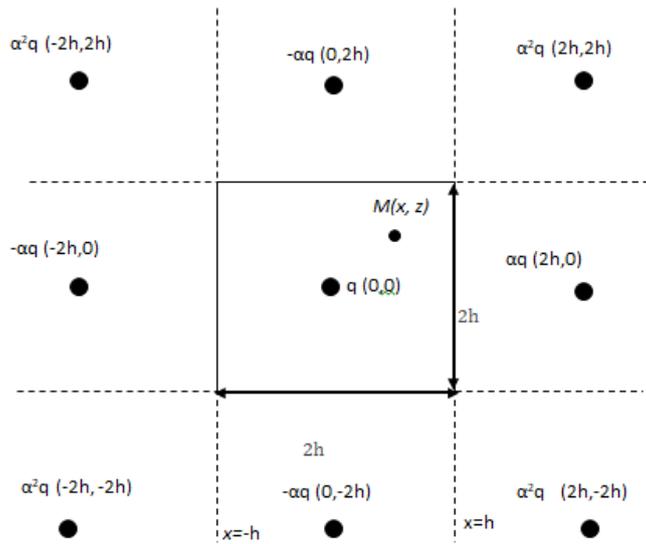


Рис. 3. Отображение заряда q

Если принять, что радиус электрода $r \ll h$, а начало координат поместить в точку пересечения оси электрода и плоскости сечения исследуемого канала каталитического блока, то в соответствии с рисунком 3 выражение для распределения напряженности электрического поля в данном сечении может быть определено согласно следующему выражению

$$E(x, z) = \frac{\tau}{4\pi\epsilon_0\epsilon_1} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \beta^{|i|+|j|} \frac{1}{\sqrt{(x-2jh)^2 + (z-2ih)^2}} \right], \quad (4)$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная, $\epsilon_0 \approx 8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м; x, z – координаты, соответственно, по осям абцис и ординат в пределах сечения исследуемого канала каталитического блока, такие что $x^2 + z^2 > r^2$.

Распределение напряженности электрического поля, рассчитанное по формуле (4) для сечения канала с $h = 0.003$ м и $r = 0.001$ м, показано на рисунке 4 относительно максимального значения напряженности.

Длина свободного пробега электрона в некоем газе определяется в соответствии с известной формулой

$$\lambda = \frac{k_B T}{\sqrt{2} \pi d^2 p}, \quad (5)$$

где k_B – постоянная Больцмана, $k_B \approx 1,3 \times 10^{-23}$ Дж/К; T – температура, К; d – кинетический диаметр молекул, м; p – давление, Па.

Тогда минимальная эффективная длина свободного пробега представляет собой следующую функцию от пространственных координат

$$\lambda_{\text{эф}}(x, z) = \frac{E_{\text{ион}}}{E(x, z)}, \quad (6)$$

где $E_{\text{ион}}$ – энергия ионизации газа, эВ.

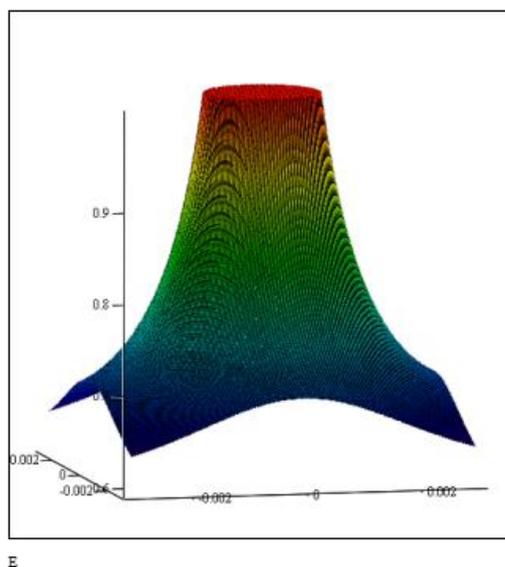


Рис. 4. Распределение напряженности электрического поля в плоскости сечения исследуемого канала каталитического блока, о.е.

В общем случае, если в разрядном промежутке находится многокомпонентная газовая смесь, в (5) и (6) могут быть подставлены усредненные значения для параметров молекул, которые вычисляются, принимая во внимание молярные доли компонентов

$$r_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^n r_i p_i; \quad (7)$$

$$E_{\text{иср}} = \sum_{i=1}^n E_{\text{и}i} p_i, \quad (8)$$

где n – количество веществ, входящих в состав газовой смеси; p_i – молярная доля i -го вещества; r_i – радиус молекулы i -го вещества, м; E_i – энергия ионизации молекулы i -го вещества, эВ.

Кинетические диаметры молекул различных веществ и энергия их ионизации приведены в таблице 1 [16-17].

Параметры молекул некоторых веществ

Вещ-во	Кинетический диаметр молекул, нм	Энергия ион-ии, эВ	Энергия возб-я, эВ
Кислород	0,346	13,61	9,1
Азот	0,364	14,53	6,1
Вода	0,265	12,62	7,6

Зависимость коэффициента ударной ионизации от пространственных координат в пределах сечения исследуемого канала каталитического блока определяется по формуле

$$\alpha(x, z) = \frac{1}{\lambda} \times \exp\left(\frac{-\lambda_{\text{эф}}(x, z)}{\lambda}\right), \quad (9)$$

где $x^2 + z^2 > r^2$.

Результаты вычислений зависимости (9) показаны на рисунке 5 для сечения канала с $h = 0,003$ м, $r = 0,001$ м и приложенного $U = 20$ кВ напряжения.

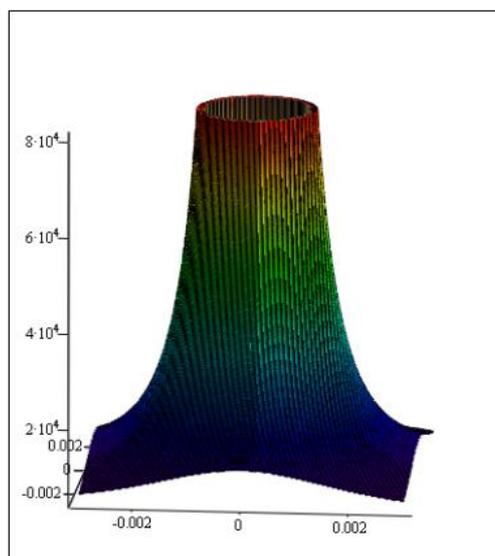


Рис. 5. Зависимость коэффициента ударной ионизации от пространственных координат

Полученная функция распределения значений коэффициента ударной ионизации позволяет рассмотреть эволюцию микрозаряда в процессе его перемещения от электрода к диэлектрическому барьеру. Особый интерес представляет определение критического расстояния от электрода, на котором

развитие электронной лавины приводит к образованию стримера (критической число электронов, необходимое для такого перехода, составляет $10^9 - 10^{10}$).

Зависимость числа электронов в лавине от расстояния от электрода, полученная с учетом распределения напряженности электрического поля в пространстве канала, показана на рисунке 6.

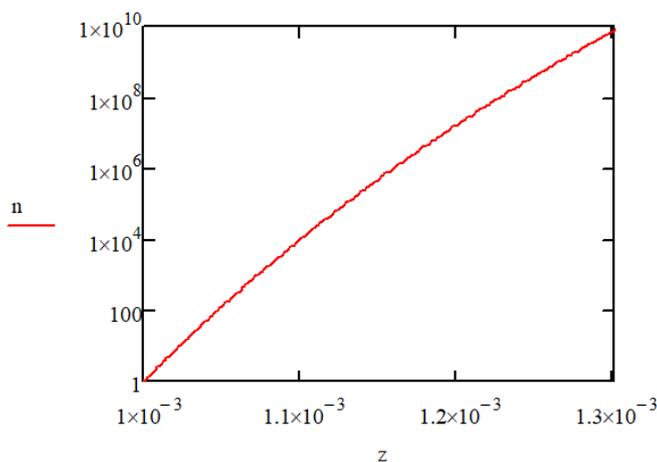


Рис. 6. Зависимость числа электронов в лавине от расстояния от электрода

Данная зависимость, представленная в логарифмическом масштабе по оси ординат, является нелинейной, что отражает неоднородность электрического поля в пространстве исследуемого канала каталитического блока.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье была представлена оригинальная конструкция озон-каталитического устройства, в котором образование озона происходит непосредственно в каналах каталитического блока сотовой структуры в процессе барьерного разряда, причем в роли диэлектрических барьеров выступают стенки данных каналов.

Данная конструкция позволяет эффективно решать проблему холодного старта автомобильного двигателя, осуществляя очистку выхлопных газов даже при сравнительно низких температурах (около 500С), что является неосуществимым при использовании только каталитических реакций без участия озона.

Для рассматриваемой конструкции озono-каталитического устройства была представлена математическая модель распределения напряженности электрического поля внутри каналов каталитического блока, в которые вложены электроды.

Моделирование распределения электрического поля позволило определить функцию зависимости коэффициента ударной ионизации от пространственных координат в сечении исследуемого канала. Это, в свою очередь, позволяет оценить критическое расстояние от электрода, на котором электронная лавина в процессе своего развития приводит к образованию стримера.

Данные исследования представляют интерес с точки зрения оптимизации параметров озono-каталитического устройства при его проектировании по критерию минимизации удельных энергетических затрат при образовании озона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. V. Damideh, O.H. Chin, H.A.Gabbar, S.J. Ch'ng, C.Y. Tanc. Study of ozone concentration from CO₂ decomposition in a water cooled coaxial dielectric barrier discharge. *Vacuum*. Vol. 177, July 2020, 109370
2. Zhi Fang, Yuchang Qiu, Yanzhou Sun, Hui Wang, Kuffel Edmund. Experimental study on discharge characteristics and ozone generation of dielectric barrier discharge in a cylinder–cylinder reactor and a wire–cylinder reactor. *Journal of Electrostatics*. Vol. 66, Iss. 7–8, July 2008, PP. 421-426.
3. Mohammadreza Ghazanchaei Kazimierz Adamiak G.S. Peter Castle. Quasi-stationary numerical model of the dielectric barrier discharge. *Journal of Electrostatics*. Vol. 72, Iss. 4, August 2014, PP. 261-269.
4. Linsheng Wei, Qingheng Deng, Yafang Zhang. Ozone generation enhanced by silica catalyst in oxygen-fed dielectric barrier discharge. *Vacuum*. Vol. 173, March 2020, 109145.
5. Sławomir Jodzis, Marcel Zięba. Energy efficiency of an ozone generation process in oxygen. Analysis of a pulsed DBD system. *Vacuum*. Vol. 155, September 2018, PP. 29-37.
6. Sławomir Jodzis, Wojciech Patkowski. Macrokinetic study on ozone boundary concentration. Effect of temperature. *Journal of Electrostatics*. Vol. 85, February 2017, PP. 43-51. Macrokinetic study on ozone boundary concentration. Effect of temperature.
7. Sławomir Jodzis, Wojciech Patkowski. Macrokinetic study on ozone boundary concentration. Effect of temperature. *Journal of Electrostatics*. Vol. 85, February 2017, PP. 43-51.
8. Seung-Lok Park, Jae-Duk Moon, Seug-Hoon Lee, Soo-Yeon Shin. Effective ozone generation utilizing a meshed-plate electrode in a dielectric-barrier discharge type ozone generator. *Journal of Electrostatics*. Vol. 64, Iss. 5, May 2006, PP. 275-282.
9. S. Jodpimai, S. Boonduang, P. Limsuwan. Dielectric barrier discharge ozone generator using aluminum granules electrodes. *Journal of Electrostatics*. Vol. 74, April 2015, PP. 108-114.

10. Muhammad Arif Malik, Karl H. Schoenbach, Richard Heller. Coupled surface dielectric barrier discharge reactor-ozone synthesis and nitric oxide conversion from air. *Chemical Engineering Journal*. Vol. 256, 15 November 2014, PP. 222-229.
11. F. R. Ismagilov and D. V. Maksudov, *Electrichestkie i magnitnye polya i gazorazryadnye processy v geterogennyh dielectricheskih sredah* (Электрические и магнитные поля и газоразрядные процессы в гетерогенных диэлектрических средах). М.: Mashinostroenie (Машиностроение), 2016.
12. F.R. Ismagilov, I.Kh. Khairulin, D.V. Maksudov, M.V. Okhotnikov "Investigation of ozone concentration in the ozone-catalytic device for exhaust gas purification" *IOP Conf. Ser.: "MIP: Engineering – 2019"*, P. 32109.
13. D.V. Maksudov, M.V. Okhotnikov "Modeling of the barrier discharge in the exhaust gases of automobile" *Materials of Int. Conf. Electrotec. complexes and systems ICOECS-2019*, pp.10-116.
14. Nicolas Brodu, Marie-Hélène Manero, Caroline Andriantsiferana, Jean-Stéphane Pic, Héctor Valdés. Gaseous ozone decomposition over high silica zeolitic frameworks. *Canadian Journal of Chemical Engineering*, Wiley, 2018, 96 (9), pp.1911-1918.
15. Ismail, Ahmad Fauzi; Khulbe, Kailash; Matsuura, Takeshi, *Gas Separation Membranes: Polymeric and Inorganic*, Springer, 2015.

Исмагилов Ф. Р.¹, Максудов Д. В.¹, Фаррахова Р. А.¹, Охотников М. В.¹, Нусенкис А. А.²

¹Уфимский государственный авиационный технический университет

²ООО «Курс»

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАЗРЯД ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ¹

Аннотация: В работе анализируется надежность линии электроснабжения при возникновении коронного эффекта и электрического пробоя на линии электропередачи. Анализируется картина поля вокруг провода при наличии и отсутствии дефекта провода, приводятся значения напряженности электрического поля вокруг дефекта. Определяется влияние озона образующегося при коронировании на величину пробивного напряжения при коронировании на линии электропередачи.

Ключевые слова: Линия электропередачи, коронирование, потери электроэнергии, дефект провода, погодный коэффициент.

I. ВВЕДЕНИЕ

В процессе эксплуатации линии электропередач (ЛЭП) важными критериями на которые необходимо обратить внимание являются надежность ЛЭП, показатели качества электроэнергии определяемые ГОСТом, а так же потери электроэнергии. Факторами, определяющими потери электроэнергии помимо конструктивных показателей линии, являются эффект коронирования и коронный разряд на линии.

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

Анализ явлений в коронном разряде весьма сложный процесс, для его восприятия применяются различные подходы, основанные на обширных эмпирических данных [1]. По своему характеру корона на линии может быть местной и общей. При этом местная корона является допустимым явлением и возникает на неровностях провода ЛЭП, в том числе на локальных дефектах в отличие от общей короны, которая возникает по всему периметру провода и является не допустимой. Корона помимо потерь электроэнергии вызывает радиопомехи и акустический шум, приводя к коррозии провода.

В резко неоднородных электрических полях, например, вблизи проводов высоковольтных ЛЭП, возникновение коронного разряда возможно, в случае если в какой-либо области пространства напряженность электрического поля превосходит критическое значение, которое для воздуха (при обычных условиях) равно или больше приблизительно 30 кВ/см.

В этой области электроны на дистанции, равной длине их свободного пробега, могут приобретать энергию, достаточную для ионизации нейтральных атомов воздуха, что обуславливает возникновение электронной лавины. Данная лавина затухает при удалении от электрода, когда напряженность поля становится недостаточной для того, чтобы электроны приобретали энергию ионизации.

Снизить эффект общего коронирования линии возможно путем увеличения расстояния между проводами и землей либо прочими элементами, снижением передаваемого напряжения, а также применением изолированного провода, что от части и обуславливает применение СИП-7.

Коронный разряд, как и в целом эффект коронирования зависят от множества параметров и в том числе от геометрических параметров провода. Таким образом объектом исследования является провод линии электропередачи, при различных напряжениях линии (35, 110, 220 кВ) и разном состоянии провода (с дефектами и без). Далее выполнено моделирование электромагнитного поля вокруг провода при различных его состояниях.

II. КАРТИНА ПОЛЯ

Картина поля вокруг многожильного провода не имеющего дефекта (рис. 1), полученная путем моделирования в программном комплексе Comsol Multiphysik, показывает равномерное распределение напряженности во все стороны при удалении от провода, с небольшими пульсациями напряженности E непосредственно у самой поверхности провода, что обуславливается «зубчатой» за счет жил провода структурой поверхности провода. При этом наличие пульсации поля у поверхности провода наблюдается независимо от того многожильный витой этот провод либо полый, малейшие неровности поверхности вызывают локальный участок изменения поля. На практике коронирование вокруг провода «общая корона» с таким распределением напряженности возникает лишь при ухудшении погодных условий, вызывающих резкое снижение диэлектрической проницаемости воздуха.

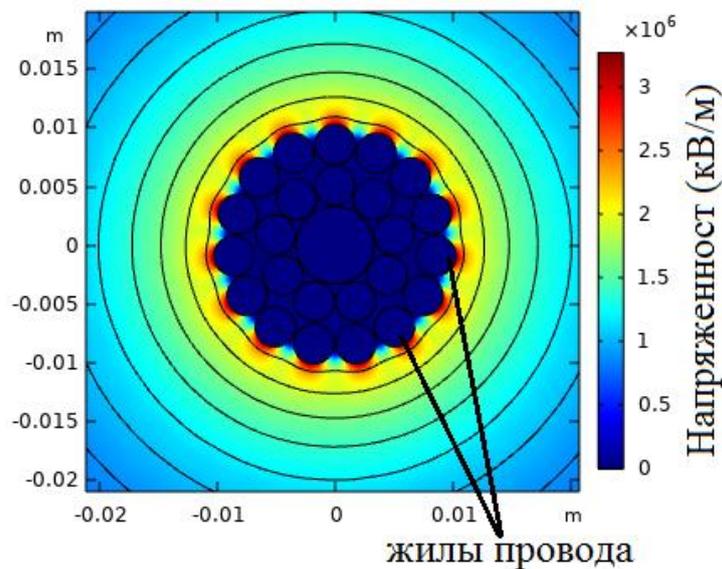


Рис. 1. Картина поля вокруг провода

Максимальная напряженность E_{\max} на поверхности провода можно определить исходя из его рабочих и геометрических параметров

$$E_{\max} = \frac{CU}{2\sqrt{3}\pi\epsilon_0 R} \text{ кВ/м}, \quad (1)$$

где R – радиус провода; C – емкость единицы длины линии, ф/м; U номинальное напряжение, кВ;

$$\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ ф/м}, \quad (2)$$

$$C = \frac{24 \times 10^{-12}}{\lg \left| \frac{D_0}{R} \right|}, \quad (3)$$

где D_0 – расстояние между проводами, м.

Начальная напряженность коронного разряда определяется для проводов радиусом R по следующей формуле [2]

$$E_1 = 24,5 \times m \delta \left[1 + \frac{0.65}{(\delta R)^{0.38}} \right] \text{ кВ/м}, \quad (4)$$

где δ – плотность воздуха; m – коэффициент гладкости провода.

На линиях электропередач применяются провода, свитые из большого количества жил и из различных марок металла, коэффициент гладкости их различен и зачастую находится в диапазоне $m = 0,82-0,94$.

Возникновение дефекта на поверхности провода, в следствии аварийной ситуации, коррозии металла либо наличия мусора провоцирует появление локального участка с резким увеличением напряженности поля в данном месте (рис. 2).

Одним из следствий коронного разряда является образование озона. Эффективность его образования при данном типе разряда достигает 4-7 г/МДж.

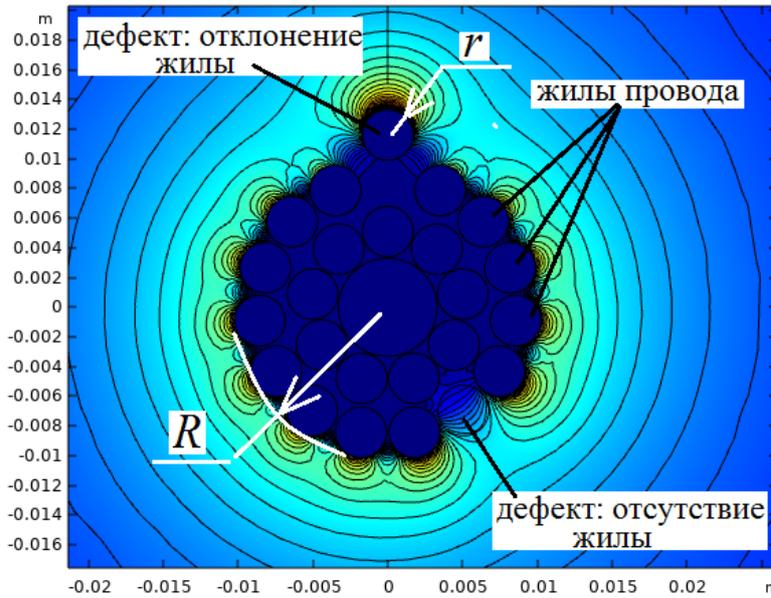


Рис. 2. Картина поля при наличии дефекта

Озон представляет собой аллотропную модификацию кислорода, состоящую из трехатомных молекул, имеющих форму равносторонних треугольников, в которых обе связи O—O имеют длину 0,1278 нм, при том, что угол между ними равен 116,8°.

Концентрация озона определяется балансом реакций его образования (5)



и разложения (6)



и может быть найдена исходя из кинетического уравнения Васильева-Кобозева-Еремина

$$C = \frac{K_0}{K_1} \left(1 - \exp\left(-K_1 \frac{P}{V}\right) \right), \quad (7)$$

где K_0 , K_1 – константы, соответственно, образования и разложения озона; P – мощность разряда, Вт; V – объемный газа, проходящий через зону разряда за единицу времени, м³/с. Расчеты по (7) хорошо согласуются с результатами экспериментальных исследований при малых значениях удельной энергии разряда [3].

Напряжение электрического пробоя газового промежутка согласно закону Пашена

$$U = \frac{BPD}{\ln(APD) - \ln\left(\ln\left(1 - \frac{1}{\gamma}\right)\right)}, \quad (8)$$

где P – давление газа, Па; D – ширина газового промежутка, м; A – коэффициент, зависящий от состава газа; B – коэффициент, зависящий от энергии ионизации газа; γ – коэффициент вторичной ионизации.

Коэффициенты A и B определяются по формулам [4]

$$A = \frac{\pi d^2}{4kT}, \quad (9)$$

$$B = \frac{\pi d^2 U_{\text{ion}}}{4kT}, \quad (10)$$

где d – диаметр молекул газа, м; k – постоянная Больцмана; T – температура, К; $U_{\text{и}}$ – энергия ионизации газа.

В случае если газ состоит из молекул различных веществ усредненные значения для размеров молекул и энергии ионизации могут быть определены из выражений

$$d_{\text{aver}} = \sum p_i d_i, \quad (11)$$

$$U_{\text{ion,aver}} = \sum p_i U_{\text{ion},i}, \quad (12)$$

где p_i – молярная доля i -го компонента газовой смеси; d_i – диаметр молекул i -го компонента; $U_{\text{и}i}$ – энергия ионизации i -го компонента. Значения этих параметров для основных компонентов воздуха приведены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры основных газов, входящих в состав воздуха

Компонент	d , нм	$U_{\text{и}}$, эВ
Азот	0,31	14,53
Кислород	0,36	13,61

Принимая, что $\ln\left(1-\frac{1}{\gamma}\right)=1$, а также с учетом выражений (8)-(12), можно получить зависимость напряжения электрического пробоя от концентрации озона $U(p)$. Данная зависимость показана на рисунке 3.

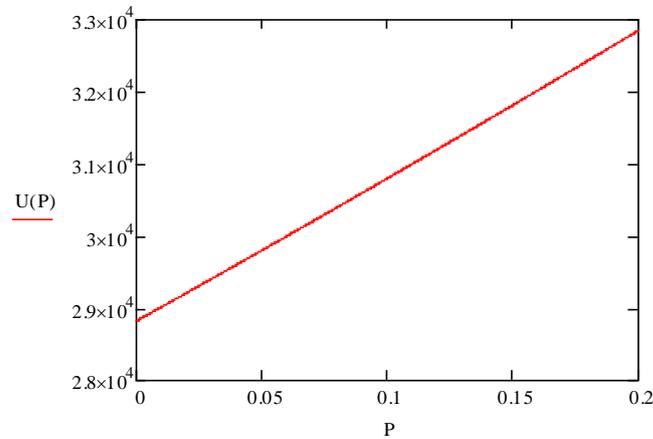


Рис. 3. Зависимость напряжения электрического пробоя от концентрации озона для воздушного промежутка шириной 1 см

Как видно из рисунка 3, зависимость $U(p)$ представляет собой растущую функцию, форма которой близка к линейной. Таким образом можно предположить, что аналогичная зависимость сохранится для всех высоковольтных линий. Аналогичным способом будет увеличиваться и напряженность поля E при наличии дефекта, причем независимо от номинала передающей линии, как у поверхности провода (рис. 4) так и при удалении от него (рис. 5).

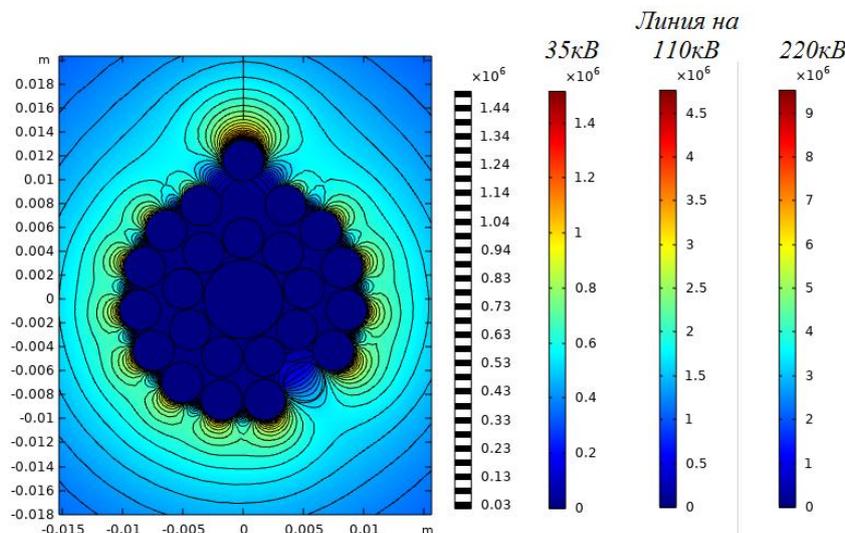


Рис. 4. Картина поля вокруг провода при разных напряжениях

Как можно заметить на линиях с разной величиной передаваемого напряжения изменяться будет лишь значение напряженности, а соответственно и величины потерь и вырабатываемого озона.

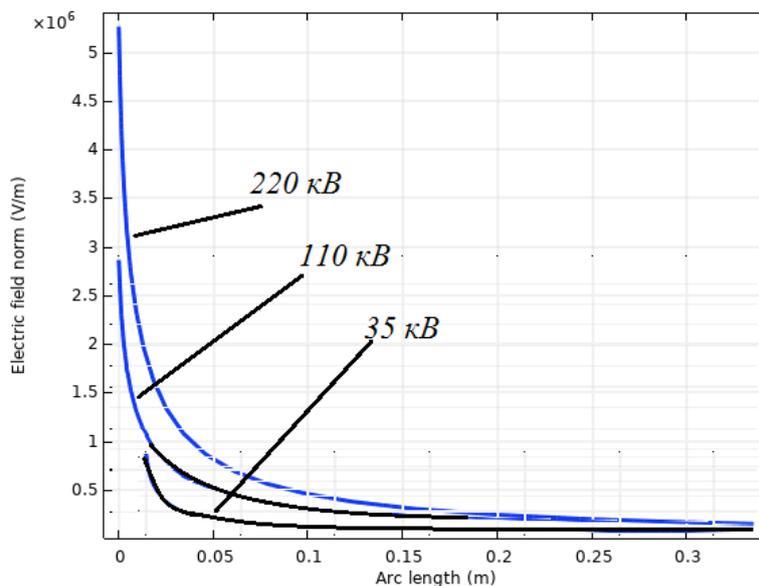


Рис. 5. Характеристика напряженности поля при удалении от поверхности провода при разных напряжениях

На рис. 6 представлена искаженная характеристика напряжения при возникновении коронирования на проводе.

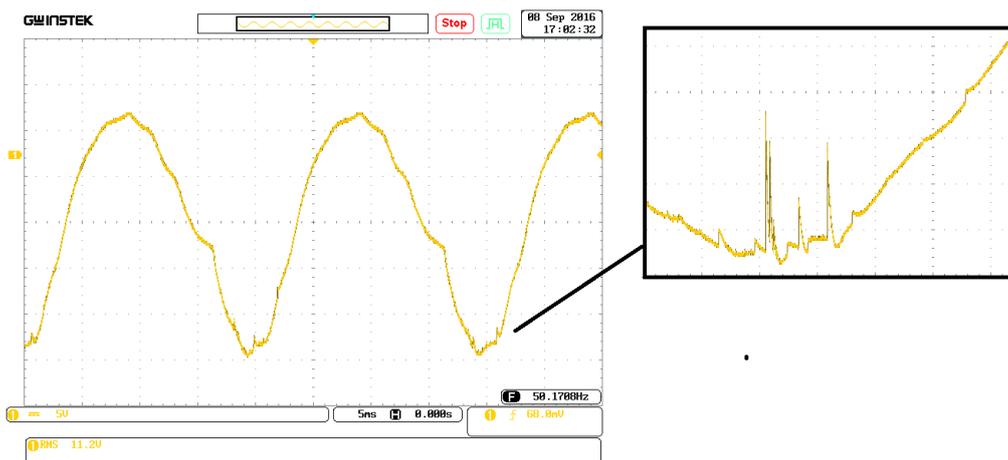


Рис. 6. Характеристика при коронировании

Наличие множественных «пиков» на характеристике переменного напряжения (рис. 6) при коронировании говорит о нестабильном характере

канала разряда, что согласно уравнению определяющему потери на корону при переменном напряжении будет создавать потери [5]

$$P = \frac{24.1}{\delta} (f + 25) \sqrt{\frac{r_0}{S}} (U_\phi - U_k)^2 \times 10^{-5}, \text{ кВт/км} \quad (13)$$

где δ – относительная плотность воздуха; f – частота, Гц; r – радиус одиночного провода, см; S – расстояние между проводами, см; U_ϕ действующее значение фазного напряжения, кВ, U_k – напряжение возникновения короны, кВ, определяемое выражением:

$$U_c = 21,2 \times \delta \times \ln\left(\frac{S}{r_0}\right) m_1 m_2, \text{ кВ} \quad (14)$$

где m_1 – коэффициент гладкости провода (для идеально гладкого провода $m_1 = 1$, для реального витого провода $m_1 = 0,850 \dots 0,92$, согласно эмпирическим данным, приведенным в [5]), m_2 – коэффициент погоды.

На рис. 7 характеристика при единичном пробивном разряде.



Рис. 7. Характеристика напряжения при единичном пробивном разряде

Подводя итоги можно сказать, что появление озона вокруг ЛЭП в процессе коронного разряда влияет на электрическую прочность окружающего ее воздуха. В работах [6, 7] были опубликованы результаты экспериментальных исследований, показывающих рост электрической прочности воздуха в случае присутствия озона.

Зависимость электрической прочности воздуха от концентрации может быть оценена с учетом энергии ионизации и эффективных диаметров молекул веществ, входящих в состав газо-воздушной смеси.

Рассматриваемый подход, может использоваться для оценки надежности работы линии, качества передаваемой энергии, уровней излучения токонесущих проводов. Однако ввиду многообразия факторов коронирования на линии, оценку можно производить универсально, обобщенно для линии, либо производить индивидуальный подход для каждого участка учитывая максимальное количество возможных факторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ю.П. Пичугин, Г.А. Кравченко Оценка геометрических и температурных параметров микроразрядов в барьерном разряде / Вестник Чувашского университета. 2011. № 3, С. 102 – 107.
2. А.И. Григорьев, Н.А. Петрушов, С.О. Ширяева Электрическое поле в окрестности заряженной струи. Нелинейный расчет / Электронная обработка материалов, 2013, 49(3), С. 19–24.
3. Правила устройства электроустановок. Разд. 4. 7-е изд.– М.: Изд-во НИЦ ЭНАС, 2003.–104 с.
4. Maksudov Denis Vilevich; Okhotnikov Mikhail Valerievich, "Applying of ozone-catalytic device for decision of «cold start» problem of automobile engine," 2020 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS), 2020, pp. 1-5.
5. В.Н. Довбыш, Ю.М. Сподобаев Оценка радиочастотных помех, создаваемых короной высоковольтной линии электропередач / Технологии информационного общества Спецвыпуск T-Comm, август 2009. С. 77 – 79.
6. Jean Andino. Electrical strength of air containing ozone and nitric oxides produced by intensive partial discharges. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2001.
7. Н. Ryzko. Impulse breakdown voltage of Sphere-Plane gaps in Air containing ozone and Nitric Oxides. Gas discharges and Electric supply industry, Butterworths, 1962, pp. 192-201.

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РАЗЛИЧНЫХ СПЛАВОВ

Аннотация: Исследованы экологические проблемы электрохимической обработки (ЭХО) различных сплавов: очистка электролита при ЭХО жаропрочных никель-хромовых сплавов (так как при их обработке в растворе накапливается токсичный шестивалентный хром) и утилизация различных шламов. Анализ послеэлектролизных изменений электролитов после электрохимической размерной обработки никель-хромового сплава показал, что природа электролита влияет на изменение основных свойств электролитов. С увеличением количества пропущенного электричества увеличивается концентрация компонентов сплава в электролите. Установлено, что основная часть никеля и кобальта находится в шламе в виде гидроксидов и основных солей, а токсичный шестивалентный хром накапливается в растворе и для его удаления из отработанных электролитов рекомендуется реагентный метод. Были изучены некоторые способы утилизации различных шламов. В настоящее время наиболее приемлемым решением проблемы утилизации шламов, образующихся после ЭХО титановых сплавов, является их использование в строительной отрасли.

Ключевые слова: электрохимическая обработка, сплав, компоненты, методы очистки, электролит, скорость съема, концентрация ионов, шлам, осаждение, утилизация, строительные смеси.

I. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире непрерывный рост технического прогресса все больше усугубляет экологические проблемы. Решение экологических проблем любого производства требует серьезных затрат на научные исследования, разработку технологий, нестандартных подходов при проектировании, строительстве и эксплуатации предприятий. Так и жизнеспособность электрохимической размерной обработки различных металлов и сплавов в настоящее время зависит от решения экологических проблем.

Электрохимическая обработка (ЭХО) - высокоэффективный метод формообразования деталей из различных твердых металлов и сплавов (титановых, жаропрочных никельхромовых, никелькобальтовых, твердых сплавов на основе вольфрама) [1], которые широко используются при изготовлении лопаток газотурбинных двигателей [2]. Технологический раствор (электролит), применяемый для осуществления процесса ЭХО, характеризуется различными физико-химическими параметрами и в процессе электролиза претерпевает значительные изменения. С увеличением количества

пропущенного электричества через систему катод – инструмент – электролит - анод в электролите накапливаются продукты анодных и катодных реакций, меняется рН, состав электролита. Поэтому, одной из экологических проблем ЭХО является разработка способов очистки электролитов [3].

Для выбора метода очистки электролита и обеспечения стабильности электрохимического процесса, необходимо исследовать послеэлектролизные изменения в процессе электрохимической обработки. Анодное растворение сплава ЖС6У проводили в условиях, имитирующих реальный процесс ЭХО. Применялась специальная установка, представляющая собой ячейку из органического стекла, где между анодом и катодом с помощью индикатора часового типа устанавливался межэлектродный зазор, через который с определенной скоростью прокачивался электролит методом вытеснения сжатым воздухом. Необходимая скорость прокачки создавалась изменением давления в системе. Перед проведением эксперимента поверхность образцов зачищали. Скорость съема (W , мм/мин) при электрохимической обработке сплава в различных электролитах определялась весовым методом, который позволяет определять практическое количество растворенного анода [4].

Электрохимическая размерная обработка жаропрочного сплава ЖС6У проводилась в различных электролитах: 1- 8% NaNO_3 ; 2-15% NaNO_3 ; 3- 15% NaNO_3 +5% NaCl ; 4-15% NaCl . Концентрацию ионов металлов в электролитах после электрохимической обработки определяли по стандартным методикам на фотоколориметре КФК-2-УХЛ4.2. и на атомно-абсорбционном спектрофотометре АА-6800 фирмы Shimadzu с пламенным атомизатором [5].

II. ОЧИСТКА ЭЛЕКТРОЛИТОВ ЭХО

Для создания приемлемой экологической обстановки на участках ЭХО [6] и снижения нагрузки на общий объем сточных вод предприятия, весьма актуальной проблемой является удаление токсичного шестивалентного хрома из электролитов [7]. Ранее было исследовано в какой форме и в каком

количестве накапливается хром при электрохимической размерной обработке сплава ЖС6У [8].

Исследование динамики изменения концентрации хрома (VI) на электрохимическом участке, где велась обработка лопаток ГТД из жаропрочных никельхромовых сплавов в 15% -ном NaCl показало, при длительной эксплуатации электролита при ЭХО никельхромового сплава концентрация хрома (VI) достигает 0,8 – 1 г/л (Таблица 1). Лопатки после ЭХО обязательно промывают и, как видно из таблицы 1, в промывных водах концентрация токсичного хрома (VI) также увеличивается.

Таблица 1

Динамика накопления хрома (VI) при ЭХО никель-хромового сплава ЖС6У

Количество обработанных лопаток, штук	1	10	20	30	50
Концентрация хрома (VI) в электролите, г/л	0,002	0,028	0,041	0,065	0,108
Концентрация хрома (VI) в промывных водах, мг/л	5,12	18,25	41,20	53,04	92,08

Существуют различные методы очистки электролитов ЭХО от Cr^{6+} , но все зависит от задачи: это отработанный электролит или электролит, работающий в замкнутой системе ЭХО. Для отработанных электролитов для очистки от токсичного шестивалентного хрома рекомендуется реагентный метод с применением сульфита натрия как восстановителя. Данный метод очень эффективный, но реакция идет только в кислой среде, поэтому, при замкнутой системе работы электролита он не применим, так как меняет состав раствора [3]. Для работающего электролита разработан способ введения эквивалентного количества нитрата бария для связывания хромат – ионов в малорастворимое соединение хромат бария. Для замкнутой системы работы электролита необходимо использовать составные электролиты с добавкой солей бария в количестве от 0,5 до 3% в зависимости от количества хрома в сплаве. В зависимости от технологической задачи можно использовать

электролиты 15% NaCl + 0,5-3% Ba(NO₃)₂; 15% NaNO₃ + 0,5-3% BaCl₂ в которых улучшаются выходные параметры анодной обработки и удаляется токсичный шестивалентный хром.

Исследовались изменения концентрации ионов никеля, составляющего основу сплава ЖС6У и легирующего компонента кобальта при электрохимической обработке. Результаты исследований приведены в таблице 2. Установлено, что чем больше скорость анодного растворения, тем больше концентрация никеля и кобальта в электролитах. Выявлено, что природа электролита влияет не только на выходные параметры электрохимической обработки, но и количество ионов металлов в растворе. Наибольшая концентрация никеля и кобальта обнаружена в 15% NaCl (ионы металлов сконцентрированы в шламе).

Таблица 2

Скорость съема ЭХО сплава ЖС6У и изменения концентрации никеля и кобальта в различных электролитах

Электролит	8% NaNO ₃	15% NaNO ₃	15%NaNO ₃ + 5%NaCl	15%NaCl
W, мм/мин	0,4	0,55	0,64	0,8
C(Ni ⁺²), г/л (в растворе)	0,10	0,12	0,15	0,16
C(Ni ⁺²), г/л (в шламе)	0,6	0,84	1,01	1,2
C(Co ⁺²), г/л (в растворе)	0,01	0,015	0,02	0,04
C(Co ⁺²), г/л (в шламе)	0,12	0,14	0,17	0,32

Известно, что анодное поведение сплава определяется электрофизическими свойствами поверхностной пленки. Исследования элементного состав поверхностных пленок рентгеноспектральным методом после ЭХО сплава ЖС6У показало, что свойства пленки при анодном растворении жаропрочного сплава в различных электролитах так же определяются в основном никелевой и кобальтовой компонентой [9].

Не менее важной экологической проблемой ЭХО является загрязнение атмосферы, так как рабочие могут дышать воздухом, загрязненным парами CrO_3 , NO_2 , NH_3 и другими газами, которые испаряются с электролита. Результаты анализа состава воздушной среды позволяют сделать вывод, что при ЭХО никельхромовых сплавов не происходит превышение предельно-допустимой концентрации ни по одному из данных газов.

III. ВОЗМОЖНЫЕ МЕТОДЫ УТИЛИЗАЦИИ ШЛАМОВ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ

Металл, снимаемый при механической обработке в виде стружки, при электрохимических методах выделяется в вид шлама [10], который представляет собой рыхлые и тонкодисперсные осадки, меняющиеся по составу, содержащие гидроксиды и основные соли металлов - железа, никеля, кобальта, алюминия, титана и других [11]. По мере увеличения продолжительности электрохимической обработки (количества пропущенного электричества) вследствие выделения водорода на катоде происходит постепенное защелачивание и ионы металлов, переходя в раствор, тут же связываются в нерастворимые основные соли или гидроксиды. Поэтому, еще одной важной проблемой ЭХО являются отделение шлама от раствора и его утилизация. В таблице 3 приведены основные характеристики шламов ЭХО. Как видно из таблицы, шламы не являются пожароопасными, не имеют запаха и содержат большой спектр химических элементов. Шламы безвозвратно уносят с собой большие количества таких ценных металлов, как хром, никель, кобальт, титан и другие (кобальт становится стратегическим материалом: его стоимость растет с каждым годом, он уже дороже никеля в 1,5 раза).

Характеристика шламов ЭХО

Показатели	Шламы после ЭХО никельхромовых сплавов	Шламы после ЭХО титановых сплавов	Шламы после ЭХО сплавов на основе железа
<i>Органолептические</i> (внешний вид, цвет, запах)	Темно-зеленого цвета, без запаха	Серого цвета, без запаха	Бурого цвета, без запаха
<i>Показатели опасности:</i> 1)класс опасности 2)ожароопасность 3)ядерная опасность	1) IV класс 2) Не горюч, не взроопасен 3) Не опасен	1) IV класс 2) Не горюч, не взроопасен 3) Не опасен	1) IV класс 2) Не горюч, не взроопасен 3) Не опасен
<i>Количественные:</i> элементный состав фазовый состав	Ni, Cr, Co, V,W, Ti, Al Ni(OH) ₂ , Cr(OH) ₃ , Co(OH) ₂ , Ti(OH) ₂ , Al(OH) ₃	Ti Ti(OH) ₂	Fe Fe(OH) ₃
<i>Эксплуатационные:</i>	Стабилен, устойчив к различным видам внешних воздействий	Стабилен, устойчив к различным видам внешних воздействий	Стабилен, устойчив к различным видам внешних воздействий
<i>Экономические показатели:</i> 1) материалосодержание (по ценным компонентам) 2)отпускная цена металла (1тонн)* 3) отпускная цена шлама (1тонн)**	1) Никель, кобальт, хром 2) Никель- 1350000руб.; Кобальт- 2550000руб. Хром- 730000руб. 3) 12000-17000 руб.	1) Титан 2) Титан- 1190000руб. 3) 15000-19000 руб.	1) Железо 2) Железо- 120000руб. 3) 5000-7000 руб.

*Представлены цены на металлы, отпускаемые заводами России за 2022 год (Информация взята с сайта <http://www.infogeo.ru/metalls/price/?act=price>)

**Цены на шламы средние, так как нет единого стандарта по концентрации и качеству отходов ЭХО

Шламы образуются практически на всех крупных промышленных предприятиях страны, где используется метод ЭХО и они практически не утилизируются, а складываются. Способы ликвидации шламов путем захоронения не отвечают современным требованиям малоотходных и безотходных технологий. При захоронении шламов без надежной гидроизоляции происходит также интенсивное загрязнение поверхностных и подземных вод [12]. Накопление в электролите шлама приводит к изменению его вязкости и электропроводности, что ухудшает качество обработанной поверхности, снижает точность и уменьшает производительность процесса. Поэтому, необходима очистка электролита от шлама и его утилизация. Шламы после электрохимической обработки различных сплавов отделяли от раствора, промывали, высушивали, определяли элементный состав рентгеноспектральным методом на электронном микроскопе JSM-64901LV фирмы JEOL (Япония) [5] и проводили исследования по их утилизации.

Один из методов утилизации шламов ЭХО – это электрохимическое восстановление, извлечение отдельного металла. Но для этого необходим сложный ряд технологических операций, которые требуют площадей и капиталовложений на промывку от солей [13], отделение шлама от раствора, растворение шламов, затраты на электроэнергию и оборудование (электроды, электролизер, дополнительные реагенты). Поэтому, более эффективными методами являются использование шламов ЭХО в строительных растворах и бетонках, при производстве цемента, гравия, керамической плитки и черепицы.

Наиболее приемлемым в настоящее время решением проблемы утилизации шламов, образованных после ЭХО титановых сплавов, является их использование в строительной промышленности [12]. Такой аспект утилизации и переработки шламов наиболее целесообразен, так как в отходах электрохимической обработки содержатся компоненты, которые при введении в сырьевые смеси для различных строительных материалов могут существенно улучшать их качественные характеристики [13]. Установлено, что наиболее перспективным методом является введение шламов в бетонные растворы и в

сырьевую массу при производстве керамзита. В связи с этим проводились работы по возможности утилизации титановых шламов в составе строительных растворов. Какого бы состава шламы ни были, их введение в цементные смеси в количестве до 1% (в расчете на сухое вещество) от массы цемента не ухудшает ни свойств исходной смеси, ни свойств конечных изделий, а в подавляющем большинстве случаев даже улучшает. Шламы улучшают свойства цементных материалов, будучи введенными даже в количестве до 5 - 7%. С учетом полученных результатов, разработана природоохранная технология утилизации титановых шламов, позволяющая вводить в состав бетонной смеси шлам с той влажностью, с которой он образуется (от 20 до 80%) без сушки и помола, негативно влияющих на экологическую обстановку производства [14]. Важным фактором было то, что утилизация шлама осуществлялась непосредственно на производственном объединении без вывоза шлама на другие предприятия.

Для шламов, образованных после ЭХО многокомпонентных никельхромовых сплавов проблема утилизации стоит более остро. Шлам представляет собой аморфную пасту, с которой сложно работать, содержит до 70-75% влаги и большое количество солей [15], которые мешают извлечению металлов. Поэтому, для дальнейшей утилизации встает вопрос об отмывке и сушке шламов. На машиностроительных заводах накапливается достаточно большое количество шламов и извлечение из них всех или основных металлов (никеля, кобальта, молибдена, вольфрама, хрома) в виде чистых элементов является весьма желательным и мы продолжаем вести данные исследования. Однако, практическое осуществление таких схем остается маловероятным, так как для этого потребовалось бы повторить сложную технологию производства каждого элемента.

Отмытый и высушенный шлам можно использовать в качестве катализаторов для нефтехимических производств. Известно, что многие нефтехимические процессы переработки и синтеза происходят в присутствии гетерогенных катализаторов, представляющих собой смесь оксидов хлоридов

или гидроксидов различных металлов. Например, при получении ацетона из ацетиленов процесс идет на катализаторах, представляющих смесь оксидов титана, ванадия, хрома, марганца, железа, кобальта, никеля, молибдена, вольфрама или хлоридов этих металлов. По своему составу шламы близки к составу данных катализаторов.

Электрохимическое извлечение железа из железосодержащих сплавов является нерентабельным (таблица.3), поэтому, данные шламы можно использовать при производстве пигментов, в качестве присадок к стеклу, использовать при производстве строительных материалов. Большой интерес представляет использование железосодержащих шламов в качестве катализаторов для нефтехимических производств. Железосодержащие и алюминийсодержащие отходы также можно использовать при производстве коагулянтов.

При анодном растворении твердых вольфрам-кобальтовых сплавов типа ВК-12, ВК-15, ВК-20 содержание вольфрама доходит до 90% и вольфрамовая компонента в виде вольфрамат-анионов переходит в раствор, а ионы кобальта накапливаются в шламе. Так как шлама образуется мало, при высокоскоростном анодном растворении твердых вольфрам-кобальтовых сплавов не стоит задача отделения шлама от раствора и его утилизация, а более острой экологической проблемой является нейтрализация щелочного раствора после ЭХО и его очистка от вольфрамат-ионов.

IV. БЛАГОДАРНОСТЬ

Выражаю благодарность своему научному руководителю Амирхановой Найле Анваровне за ценные советы при планировании исследования - светлая ей память!

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрохимическая размерная обработка металлов и сплавов. Проблемы теории и практики. /О.И.Невский, В.М.Бурков, Е.П.Гришина, Е.Л.Гаврилова, А.В.Балмасов,

- А.В.Носков, М.Г.Донцов. ГОУ ВПО Иваовский государственный химико-технологический университет. Иваново, 2006. С. 282.
2. Саушкин Б.П. Физико-химические методы обработки в производстве газотурбинных двигателей: учебное пособие/ Под ред.Б.П. Саушкина.-М.:Дрофа,2002.-С.656
 3. Амирханова Н.А., Саяпова В.В. Сравнительная характеристика реагентных методов удаления токсичного шестивалентного хрома из электролитов ЭХО. //Экология и промышленность России. М. 2013. №5,С.53-58
 4. Хайдаров Р.Р. Коррозионные свойства и анодное растворение алюминиевых сплавов 1240,1421,5083 с с ультрамелкозернистой структурой /Автореферат диссертации по ВАК РФ 05.17.03/ <http://www.dissercat.com/content/fiziko-khimicheskie-protsessy-shlamoobrazovaniya-pri-elektrokhimicheskoi-razmernoj-obrabotke#ixzz2pKuNAEy4>
 5. Ганеев, А.А. Атомно-абсорбционный анализ [Электронный ресурс]: учебное пособие / А.А. Ганеев, С.Е. Шолупов, А.А. Пупышев, А.А. Большаков. — Электрон. дан. — Санкт-Петербург: Лань, 2011. —304 с. — <https://e.lanbook.com/book/4028>
 6. Irena Korus, Krzysztof Loska “Removal of Cr (III) and Cr(VI) ions from aqueous solutions by means of polyelectrolyte- enhanced ultrafiltration” /Desalination 247. 2009, P.390-395
 7. Никулин В.А., Русинова Н.Г., САмигуллина Г.З., Очистка сточных вод: уч.-метод. пособие. Ижевск: Издательство КИГИТ: 2015. С. 97
 8. Саяпова В.В. Послезлектролизные изменения концентрации ионов хрома при электрохимической размерной обработке никельхромового сплава ЖС6У.//Вестник УГАТУ, 2013. Т.17 №4(57).С.76-80 <http://journal.ugatu.ac.ru/index.php/mtd/issue/archive>
 9. Амирханова Н.А., Гордеев В.Ю., Саяпова В.В., Устюжанина С.В. Анодное растворение никельхромового сплава ЖС6У в различных электролитах/ Вестник СГАУ, 2012. - вып. 3(34), ч. 1.С.181-186. <https://journals.ssau.ru/vestnik/issue/view>
 10. Лавриненко О. В. Физико-химические процессы шламообразования при электрохимической размерной обработке жаропрочных никельхромовых сплавов /Автореферат диссертации по ВАК РФ 05.17.03/ <http://www.dissercat.com/content/fiziko-khimicheskie-protsessy-shlamoobrazovaniya-pri-elektrokhimicheskoi-razmernoj-obrabotke#ixzz2pKuNAEy4>
 11. Саяпова В.В. Исследования состава шламов, образующихся при электрохимической размерной обработке жаропрочных сплавов/ Экология и промышленность России. М. 2013. №1. С. 55-57.
 12. Longobardi A., Elizaryev A.N., Nasyrova E.S., Elizaryeva E.N., Kiyashko L.U.,Kabanov K.U. Spread of landfill leachate into groundwater/ Theoretic-al and applied ecology 2020.m № 2. P. 36-43
 13. Амирханова Н.А., Саяпова В.В., Смирнова Е.А., Оратовская А.А.,Черняева Е.Ю. Утилизация шламов после электрохимической обработки титановых и нержавеющей сплавов при изготовлении строительных растворов // Экология и промышленность России. М. 2008. №4. С. 8-10.
 14. Зайнуллин Х.В., Бобков В.В., Закиров Д.М., Чулков А.Н., Иксанова Е.М. Утилизация осадков сточных вод гальванических производств. /М.: Издательский дом «Руда и металлы», 2003.-С.273
 15. Амирханова Н.А., Галеева Л.Ш., Саяпова В.В., Смирнова Е.А., Черняева Е.Ю. Использование шламов электрохимической обработки сплавов при производстве строительных растворов // Цемент и его применение. С.-П., 2007. № 5. С. 80-83.

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ГАЗОВ

Аннотация: В статье представлен высокочувствительный датчик, выполняющий функции газоанализатора. Целью исследования является разработка устройства, детектирующего изменения показателя преломления окружающей среды. Датчик смоделирован на основе микрокольцевого резонатора с радиусом 11 мкм на подложке из стекла с зазором между кольцом и подводным волноводом величиной в 250 нм на платформе «кремний-на-изоляторе». В отличие от аналогов разработанный датчик не имеет полимерного покрытия. Чувствительность разработанного датчика составляет 100 нм на единицу изменения эффективного показателя преломления. Предложенное решение может использоваться в широком спектре задач, в том числе для мониторинга окружающей среды, оценки здоровья человека, а также для определения наличия и концентрации газов в масляных трансформаторах.

Ключевые слова: микрокольцевой резонатор; оптический сенсор; кремний на изоляторе (SOI); детектирование газов; рефрактометрический датчик.

I. ВВЕДЕНИЕ

Анализ наличия газов и измерение их концентрации в настоящее время является важной задачей в обеспечении безопасности жилых и промышленных зданий, в мониторинге состояния окружающей среды, на производстве. При этом наиболее часто объектом исследования становятся газы, представляющие опасность для человека либо вследствие токсических свойств, либо их взрывоопасности, например, угарный газ, аммиак, закись и оксид азота, диоксид серы и сернистый газ [1]. Близкий набор газов рассматривается при мониторинге состояния здоровья человека на основе состава выдыхаемых им газов [2]. В силовой энергетике особое внимание уделяется также водороду и его соединениям при мониторинге состояния масляных трансформаторов [3, 4, 5]. Отдельно необходимо также выделить развитие систем мониторинга окружающей среды с использованием беспилотных летательных аппаратов [6, 7]. Во всех описываемых ситуациях применения необходимо обеспечить низкие массогабариты датчиков, низкое энергопотребление и высокую чувствительность. При применении во взрывоопасных средах дополнительно необходимо максимально исключить возможность искрообразования. Таким критериям соответствуют датчики на основе устройств интегральной фотоники.

II. АНАЛИЗ СТРУКТУР ДАТЧИКОВ НА МИКРОКОЛЬЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

В работе [8] представлена схема микрокольцевого резонатора с двумя волноводами, радиус кольца составляет 11 мкм, высота и ширина волноводов – 220 нм и 500 нм соответственно, в качестве покрытия используется полигексаметиленбигуанидин (PHMB) толщиной 240 нм. В работе [9] в качестве полимерного покрытия так же использовался слой PHMB, однако, он покрывал не всю конструкцию равномерно, а так, чтобы над каждым элементом было покрытие равной толщины.

Аналогичная схема была использована в статье [10], но здесь циклизированный прозрачный оптический полимер шел в качестве подложки перед стеклом. Кроме того, длина волны источника излучения была меньше – 550 нм, однако, третье окно прозрачности с этой точки зрения является более подходящим, поскольку, в сравнении с другими длинами волн, затухание здесь будет минимальным.

В статье [11] была рассмотрена схема микрокольцевого резонатора и петлевого волноводного зеркала на основе нитрида кремния. Здесь варьировались такие показатели, как радиус кольца, зазор между волноводом и кольцом, расстояние между контуром и кольцом, а также сам радиус контура.

Необходимо отметить, что использование покрытий в датчиках на интегральной фотонике вызывает вопросы с возможностью их многократного использования (покрытие с течением времени может изменять свойства) [12]. Поэтому целесообразным представляется исследование микрокольцевого резонатора, не покрытого функциональным слоем, в качестве датчика газа. Также стоит отметить, что без функционального слоя резонансы на выходном порту становятся глубже, что видно на рис. 1-2:

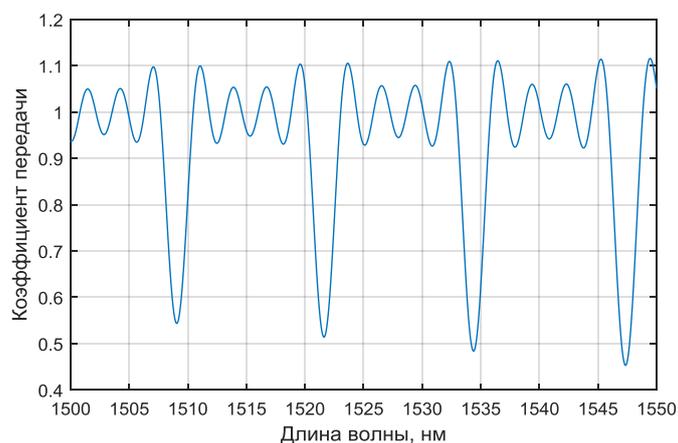


Рис. 1. Зависимость передачи от длины волны в микрокольцевом резонаторе с полимерным покрытием

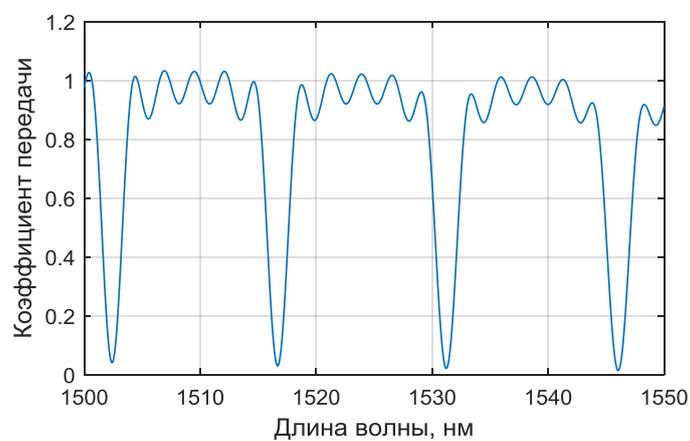


Рис. 2. Зависимость передачи от длины волны в микрокольцевом резонаторе без полимерного покрытия

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОКОЛЬЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Газы, представляющие интерес с точки зрения проведенного выше анализа, приведены в таблице 1.

Эффективный показатель преломления различных газов

Вещество	Формула вещества	n_{eff}
Неон	Ne	1,000067
Водород	H ₂	1,000132
Углерода окись	CO	1,000334
Окись азота	NO	1,000516
Сероводород	H ₂ S	1,000641
Бензол	C ₆ H ₆	1,000788
Пары ртути	Hg	1,000933
Углерод четыреххлористый	CCl ₄	1,001768

Для моделирования устройства использовалась среда Lumerical MODE.

На рис. 3 представлен эскиз устройства.

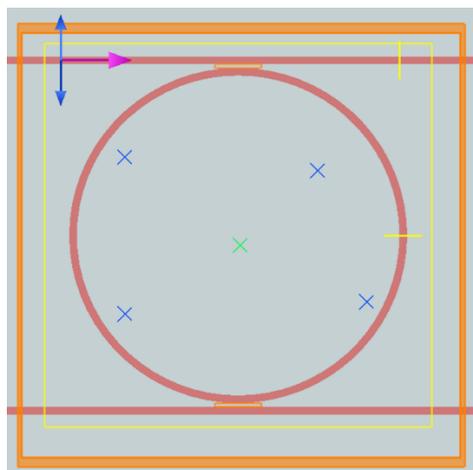


Рис. 3. Эскиз устройства

В таблице 2 приведены геометрические параметры устройства:

Таблица 2

Геометрические параметры устройства

Величина	Значение
Внешний радиус, мкм	11
Ширина волновода, нм	500
Высота волновода, нм	220
Величина зазора, нм	250
Толщина подложки, нм	240

Из характеристики газов видно, что датчик должен детектировать изменение эффективного показателя преломления до 0,0001, поэтому в моделировании был выбран такой же шаг изменения. Сенсор имеет относительный сдвиг резонансной длины волны 100 нм на единицу изменения эффективного показателя преломления (рис. 4), то есть он удовлетворяет требованиям для детектирования газообразных веществ, приведенных в таблице 1. Стоит отметить, что графики были экспортированы из среды Lumerical в программный пакет MatLab для лучшей визуализации.

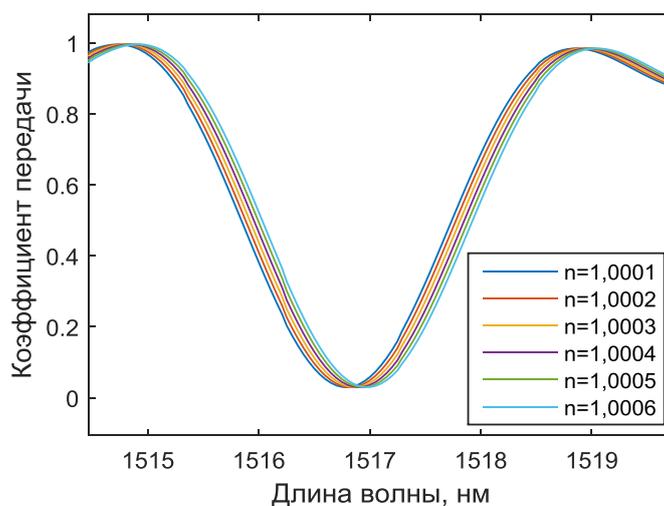


Рис. 4. Сдвиг резонанса при показателях преломления от 1 до 1,0006

Сенсор был рассчитан с использованием метода конечных элементов и затем импортирован в среду системного моделирования INTERCONNECT. В результате расчетов были получены зависимости коэффициента передачи микрокольцевого резонатора от длины волны (рис. 5) для различных газообразных веществ, не имеющих запаха, но опасных для здоровья человека.

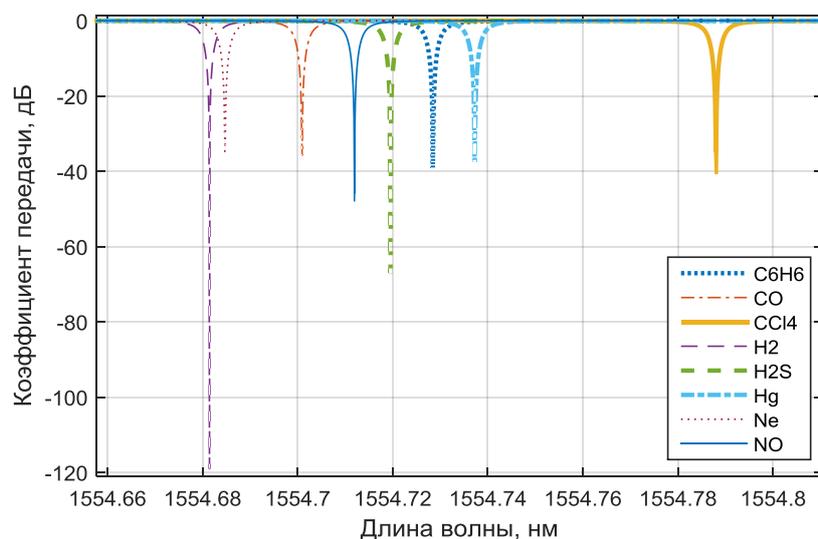


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи микрокольцевого резонатора от длины волны для различных показателей преломления

Результаты были сведены в таблицу 3.

Таблица 3

Данные, полученные при моделировании в LUMERICAL INTERCONNECT для различных видов газообразных веществ

Вещество	Формула вещества	эфф	Резонансная длина волны, нм	Кoeffициент передачи, дБ
Неон	Ne	1,000067	1554,67	-35,5626
Водород	H2	1,000132	1554,68	-119,087
Углерода окись	CO	1,000334	1554,7	-35,8033
Закись азота	NO	1,000516	1554,71	-45,8699
Сероводород	H2S	1,000641	1554,72	-67,032
Бензол	C6H6	1,000788	1554,73	-39,1777
Пары ртути	Hg	1,000933	1554,74	-37,5655
Углерод четыреххлористый	CCl4	1,001768	1554,79	-34,9519

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирование показывает, что даже в отсутствии функциональных покрытий резонансная характеристика микрокольцевого резонатора существенно изменяется в зависимости от показателя преломления

окружающей среды. Глубина резонанса составляет от 34,9519 дБ для четыреххлористого углерода до 119,087 дБ для водорода. Таким образом, описанная структура может быть использована в качестве датчика газа. Результаты моделирования показывают, что датчик обладает высокой чувствительностью и может определять наличие опасных газообразных веществ. Однако, устройство слишком чувствительно к изменениям параметров окружающей среды (температуре, давлению и влажности), поэтому требуется его дальнейшая модификация.

Благодаря малым массе, размерам и энергопотреблению, описываемый датчик может использоваться в системах мониторинга здоровья людей, в системах мониторинга окружающей среды с использованием беспилотных летательных аппаратов, в промышленности, а также в силовой энергетике при определении газов в масляных трансформаторах.

IV. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено в рамках работ по государственному изданию Минобрнауки России для ФГБОУ ВО «УГАТУ» (код научной темы #FEUE-2021-0013, соглашение № 075-03-2021-014) в молодежной научно-исследовательской лаборатории НОЦ «Сенсорные системы на основе устройств интегральной фотоники».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wang H. et al. Gas sensing materials roadmap //Journal of Physics: Condensed Matter. – 2021. – Т. 33. – №. 30. – С. 303001.
2. Tai H. et al. Evolution of breath analysis based on humidity and gas sensors: Potential and challenges //Sensors and Actuators B: Chemical. – 2020. – Т. 318. – С. 128104.
3. Zhang Q. et al. Recent advances of SnO₂-based sensors for detecting fault characteristic gases extracted from power transformer oil //Frontiers in chemistry. – 2018. – Т. 6. – С. 364.
4. Kondalkar V. V., Park J., Lee K. MEMS hydrogen gas sensor for in-situ monitoring of hydrogen gas in transformer oil //Sensors and Actuators B: Chemical. – 2021. – Т. 326. – С. 128989.
5. Tang S. et al. SWCNTs-based MEMS gas sensor array and its pattern recognition based on deep belief networks of gases detection in oil-immersed transformers //Sensors and Actuators B: Chemical. – 2020. – Т. 312. – С. 127998.

6. Asadzadeh S., de Oliveira W. J., de Souza Filho C. R. UAV-based remote sensing for the petroleum industry and environmental monitoring: State-of-the-art and perspectives //Journal of Petroleum Science and Engineering. – 2022. – Т. 208. – С. 109633.
7. Arroyo P. et al. Electrochemical gas sensing module combined with Unmanned Aerial Vehicles for air quality monitoring //Sensors and Actuators B: Chemical. – 2022. – Т. 364. – С. 131815.
8. Koushik K. P., Malathi S. Optical Micro-ring resonator for detection of Carbon dioxide gas //Emerging Trends in Photonics, Signal Processing and Communication Engineering. – Springer, Singapore, 2020. – С. 157-161.
9. Mi G., Horvath C., Van V. Silicon photonic dual-gas sensor for H₂ and CO₂ detection //Optics Express. – 2017. – Т. 25. – №. 14. – С. 16250-16259.
10. Meziane F. et al. Study of a polymer optical microring resonator for hexavalent chromium sensing //Sensors and Actuators B: Chemical. – 2015. – Т. 209. – С. 1049-1056.
11. Elmanova A. et al. Integrated optical gas sensor based on O-ring resonator and loop waveguide mirror on silicon nitride platform. – 2021.
12. Mi G. et al. Silicon microring refractometric sensor for atmospheric CO₂ gas monitoring //Optics express. – 2016. – Т. 24. – №. 2. – С. 1773-1780.

Зайдуллина К. А., Потапчук Н. К.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ПРОВОДОВ

Abstract: Such ways of increasing the capacity of power transmission lines as the construction of new transmission lines and the use of high-temperature wires in the reconstruction of overhead lines are considered and compared from the technical and economic side.

Keywords: High-temperature wires, reconstruction, power transmission lines.

I. ВВЕДЕНИЕ

В Последние годы многие регионы и города России сталкиваются с проблемой ограниченной пропускной способности ЛЭП. Значительное увеличение спроса на электроэнергию за последние 10 лет требует постоянного расширения или обновления распределительных сетей энергообеспечивающих предприятий. Для удовлетворения быстрорастущих потребностей электросетевые компании вынуждены постоянно модифицировать существующие сети, применяя следующие классические методы:

- строительство дополнительных ВЛ;
- замена проводов на большие поперечные сечения;
- повышение напряжения;
- расщепление фазы.

Указанные методы, хотя и применяются в настоящее время, однако имеют ряд существенных недостатков. Так, например, строительство дополнительных ВЛ требует значительных капиталовложений, временных затрат и получения разрешений на строительство. Второе направление оказывается не всегда возможным, поскольку сталеалюминевый провод большего сечения обладает и повышенной массой, что при заданных стрелах провеса, ветровых и гололедных воздействиях создает повышенные нагрузки на элементы опор, на которые старые опоры часто не рассчитаны, и возникает необходимость в установке дополнительных опор ЛЭП [1]. Однако установка новых опор может обернуться серьезными проблемами в густонаселенных районах, районах частных земель, в национальных парках, заповедниках и других зонах с запретом на строительство. Третье и четвертое направления почти всегда приводят к тем же проблемам, что и второе - возникает необходимость перестраивать всю линию.

Отсюда появляется актуальная необходимость повышения передаваемой мощности существующих воздушных линий, по возможности, избегая строительства новых линий, полной перестройки существующих линий, подвески новых цепей и т.д.

Такая постановка задачи повышения пропускной способности имеющихся ВЛ привлекательна как с технической, так и с экономической точки зрения и может быть рассмотрена за счет применения специальных высокотемпературных проводов.

Необходимо рассмотреть и сравнить с технико-экономической стороны такие пути увеличения пропускной способности ВЛ как строительство новых и применение высокотемпературных проводов для ВЛ при реконструкции линии.

В случае строительства, создание ВЛ происходит с самого начала. Начиная от инженерных изысканий, выбора и отчуждения территорий, создание охранных зон, проектирования и согласования технических решений и заканчивая строительством и вводом в эксплуатацию ЛЭП.

Строительство новых ЛЭП с применением высокотемпературных проводов актуально, если на участке от источника электрической энергии до потребителя не существовало ни одной линии электропередач. Но если на данном участке уже существует линия, требующая увеличения пропускной способности, то необходимо рассмотреть ситуацию с заменой существующих проводов на высокотемпературные.

Если в первом случае проектирование новых проводов дает свободу в плане выбора, расстановки опор, то во втором необходимо выполнить механический расчет прочности с учетом фактической расстановки опор. Также при замене провода добавляются затраты на демонтаж и утилизацию старого провода.

В обоих случаях необходимо учесть затраты на временный отвод земли под строительные работы и согласовать проект со всеми землепользователями, по территории которых будет проходить (или проходит) трасса ВЛ. В первом случае кроме временного отвода под строительство необходимо предусмотреть затраты на постоянный отвод под опоры.

Для проведения сравнительного анализа экономической эффективности строительства воздушной линии с проводами АС и высокотемпературными и реконструкции ВЛ с заменой провода АС на высокотемпературный провод в начальной стадии принимаются исходные данные.

II. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

Для проведения сравнительного анализа рассматривается существующая воздушная линия электропередачи (ЛЭП) Белорецк – Комбинат, цепь 2. Данный участок является менее надежным, особенно при условиях гололедообразования. К примеру, в 2007 году была авария: после плавки гололеда лед упал и провод натянулся, вследствие чего образовалась пляска проводов. Произошло полное отключение линии, так как первая цепь была отключена из-за плавки гололеда, вторая цепь была под напряжением.

Для повышения надежности данной линии предлагаются два варианта:

1) Строительство новой воздушной ЛЭП (аналогичной существующей);

2) Замена провода АС-150/24 на высокотемпературный.

Рассмотрим две марки высокотемпературного провода: АСПТ и GZTACSR.

Провод АСПТ неизолированный из термостойкого алюминиевого сплава с сердечником из стальной проволоки, плакированной алюминием, с повышенной рабочей температурой отечественного производства.

Плакирование — метод нанесения тонкого защитного слоя металла на поверхность другого металла, в данном случае алюминия на стальную проволоку, термомеханическим способом. Заключается в совместной горячей прокатке или волочении основного и защитного металлов. Плакированную стальную проволоку изготавливают волочением алюминиевой трубы, внутрь которой вставлен сердечник из стали. Сцепление между металлами осуществляется в результате диффузии под влиянием совместной деформации горячей заготовки. Плакированная стальная проволока применяется в изделиях, требующих повышенной коррозионной и механической стойкости, в том числе при высоких температурных нагрузках [2].



Рис. 1. Провод АСПТ

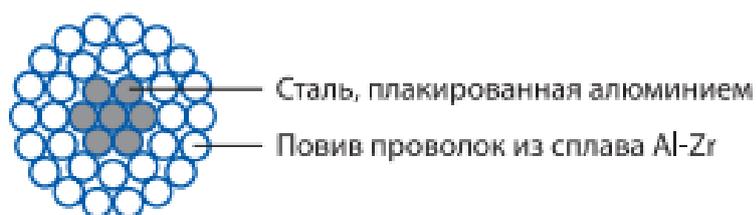


Рис. 2. Конструкция провода АСПТ

Бельгийский завод «Lamifil» предлагает широкий ассортимент термостойких проводов со стальным сердечником и с зазором марки GZTACSR (Gap-type ZTal-Alloy Conductor Steel Reinforced) – провод с многопроволочным сердечником из оцинкованной высокопрочной стали, с зазором между сердечником и токопроводящей частью, которая выполнена из скрученных концентрическими повивами трапециевидных и/или круглых проволок. Токопроводящая часть провода состоит из нескольких повивов алюминий-циркониевого сплава ZTAL с максимальной температурой эксплуатации 210°C. Данная конструкция в совокупности с термостойкими свойствами используемых материалов обеспечивает минимальный провис провода при нагреве [3].

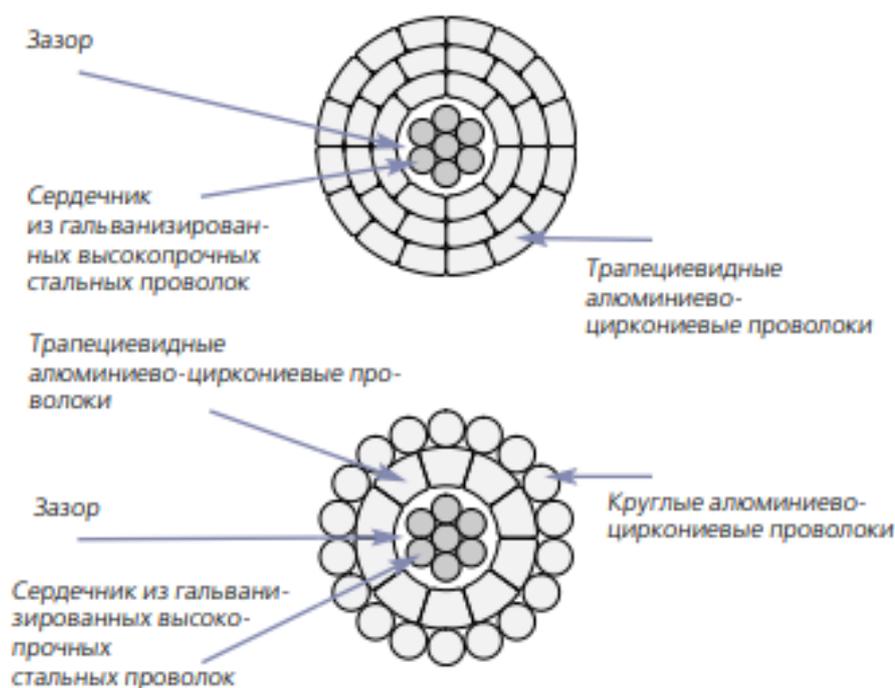


Рис. 3. Конструкция провода GZTACSR

Провод GZTACSR обладает следующими преимуществами:

- 1) провод позволяет эксплуатировать ВЛ при повышенном значении тока;
- 2) за счет высокой прочности обеспечивается значительное сокращение теплового провиса при различных условиях;
- 3) стрелы провеса провода сохраняются в пределах допустимых границ при повышенной рабочей температуре провода;

4) замена стандартного провода на термостойкий позволяет в 2 раза увеличить пропускную способность существующих линий без замены опор.

Для выбора выгодного варианта проведем технико-экономическое сопоставление, оценивая эффективность.

Расчет капитальных вложений по каждому варианту проведем ПК «ГРАНД-Смета». Данные для расчета представлены в нижеприведенных таблицах.

Таблица 1

Ведомость (опись) объема строительных работ на выполнение:
строительство новой ВЛ-110

Вид работ	Формула подсчета	Ед. изм.	Кол-во	Примечание
1	2	3	4	5
XXVII. Проектно-изыскательские работы (для всех субъектов Российской Федерации)	Таблица ПЗ. Затраты на проектно-изыскательские работы по ВЛ (ПЗ-17, напряжение -110кВ., протяженность – 53,7 км)	км	53,7	
XXVIII. Разработка землеустроительной документации и оформление земельных отношений	Таблица П8. Затраты на разработку и утверждение ДПТ при прохождении ВЛ по землям лесного фонда (П8-17, напряжение -110кВ., протяженность -41-160,9 км)	км	53,7	
XXI. ВЛ 0,4-750 кВ	Таблица Б7. УНЦ на вырубку (расширение, расчистку) просеки ВЛ (для всех субъектов РФ) (Б7-01, Расчистка кустарников и мелколесья, вырубка деревьев и корчевка пней с диаметром ствола до 11 см)	га	107,2	
XXI. ВЛ 0,4-750 кВ	Таблица Л1. УНЦ ВЛ 0,4-750 кВ на строительно-монтажные работы без опор и провода (Л1-04-1...4, напряжение - 110кВ., одноцепная, все типы опор за исключением многогранных)	км	53,7	Республика Башкортостан

Окончание табл. 1

1	2	3	4	5
XXI. ВЛ 0,4-750 кВ	Таблица ЛЗ. УНЦ опор ВЛ 0,4-750 кВ (ЛЗ-04-1...4, напряжение - 110кВ.): У-110-1 (16 шт.) 439 740 руб /шт П-110-5ПГ (210 шт) 257 348 руб / шт. ПБ-110-5 (41 шт.) 235 200 руб/ шт.	шт	267	
XXI. ВЛ 0,4-750 кВ	Таблица Л5. УНЦ провода ВЛ 110 кВ сталеалюминиевого типа (Л5-04, сечение -150 м2.)	км	53,7	
XXI. ВЛ 0,4-750 кВ	Таблица Л6. УНЦ 1 грозотроса ВЛ С-50 (Л6-03, диаметр -9,1 мм)	км	53,7	
	Грозотрос С-50	руб/м	50	
	провод АС150/24	руб/м	110	

Таблица 2

Ведомость (опись) объема ремонтно-строительных работ на выполнение:
замена проводов ВЛ-110 АС-150/24 НА АСПТ-120/27

Вид работ	Формула подсчета	Ед. изм.	Кол-во	Примечание
XXVII. Проектно-изыскательские работы (для всех субъектов Российской Федерации)	Таблица ПЗ. Затраты на проектно-изыскательские работы по ВЛ (ПЗ-17, напряжение -110кВ., протяженность - 50 км)	км	53,7	Республика Башкортостан
XXI. ВЛ 0,4-750кВ	Таблица Л8. УНЦ провода ВЛ повышенной пропускной способности (Л8-01)	км	53,7	
	Стоимость	Руб/м	101	

Таблица 3

Ведомость (опись) объема ремонтно-строительных работ на выполнение:
замена проводов ВЛ-110 АС-150/24 НА АСПТ-150/24

Вид работ	Формула подсчета	Ед. изм.	Кол-во	Примечание
XXVII. Проектно-изыскательские работы (для всех субъектов Российской Федерации)	Таблица ПЗ. Затраты на проектно-изыскательские работы по ВЛ (ПЗ-17, напряжение - 110кВ., протяженность - 50 км)	км	53,7	Республика Башкортостан
XXI. ВЛ 0,4-750кВ	Таблица Л8. УНЦ провода ВЛ повышенной пропускной способности (Л8-01)	км	53,7	
	Стоимость	руб/м	126	

Таблица 4

Ведомость (опись) объема ремонтно-строительных работ на выполнение:
замена проводов ВЛ-110 АС-150/24 НА АСПТ-185/24

Вид работ	Формула подсчета	Ед. изм.	Кол-во	Примечание
XXVII. Проектно-изыскательские работы (для всех субъектов Российской Федерации)	Таблица ПЗ. Затраты на проектно-изыскательские работы по ВЛ (ПЗ-17, напряжение -110кВ., протяженность - 50 км)	км	53,7	Республика Башкортостан
XXI. ВЛ 0,4-750кВ	Таблица Л8. УНЦ провода ВЛ повышенной пропускной способности	км	53,7	
	Стоимость	руб/м	155	

Ведомость (опись) объема ремонтно - строительных работ на выполнение:
замена проводов ВЛ-110 АС-150/24 НА GZTACSR-185/30

Вид работ	Формула подсчета	Ед. изм.	Кол-во	Примечание
XXVII. Проектно-изыскательские работы (для всех субъектов Российской Федерации)	Таблица ПЗ. Затраты на проектно-изыскательские работы по ВЛ (ПЗ-17, напряжение - 110кВ., протяженность - 50 км)	км	53,7	Республика Башкортостан
XXI. ВЛ 0,4-750кВ	Таблица Л8. УНЦ провода ВЛ повышенной пропускной способности	км	53,7	
	Стоимость	руб/м	169	

Расценка проводится согласно сборнику УНЦ [4]. Капитальные вложения для каждого варианта:

$$K_1 = 338\,537\,448,00 \text{ рублей};$$

$$K_2 = 7\,948\,440,00 \text{ рублей};$$

$$K_3 = 9\,599\,440,00 \text{ рублей};$$

$$K_4 = 11\,428\,200,00 \text{ рублей};$$

$$K_5 = 12\,330\,360,00 \text{ рублей}.$$

Приведенные затраты для каждого варианта определим в соответствии с формулой эквивалентных годовых расходов [5]:

$$Z = K(E + \alpha_{рен} + \alpha_{ро}) + 3I_{нб}^2 R \tau C_0, \quad (4)$$

где K – капитальные вложения по каждому варианту; $E_H = 0,12$ – нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений; $\alpha_{рен} = 6,7\%$ – амортизационные отчисления на реновацию; $\alpha_{ро} = 80\%$ – отчисления на ремонт и обслуживание оборудования для ВЛ 35 кВ и выше; $I_{нб}$ – наибольший рабочий ток, А; R – сопротивление провода, Ом; τ – время максимальных потерь, ч; $C_0 = 0,02750$ руб/кВт*ч [6] – стоимость 1 кВт*ч потерянной электроэнергии.

Время максимальных потерь τ

$$\tau = (0,124 + T_{\max} \cdot 10^{-4}) \cdot 8760,$$

где T_{\max} - время использования максимальной нагрузки, ч (для Урала принято считать 6960 часов).

$$\tau = (0,124 + 6960 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 8760 = 5890,224 \text{ ч.}$$

В табл. 6 указаны характеристики проводов АС- 150/24, АСПТ [14], GZTACSR.

Таблица 6

Характеристики проводов АС-150/24, АСПТ, GZTACSR

Характеристики	АС-150/24	АСПТ-150/24	АСПТ-120/27	АСПТ-185/24	GZTACSR-185/30
Диаметр провода, мм	17,1	17,1	15,4	18,9	17,8
Вес, кг/км	599	570	490	675	699
Электрическое, Ом/км	0,2039	0,1803	0,2381	0,15	0,1602
Допустимая нагрузка по току провода, А	450	791,7	665,8	897,2	983
Разрывное усилие провода, Н	52279	53752	51186	59352	63000

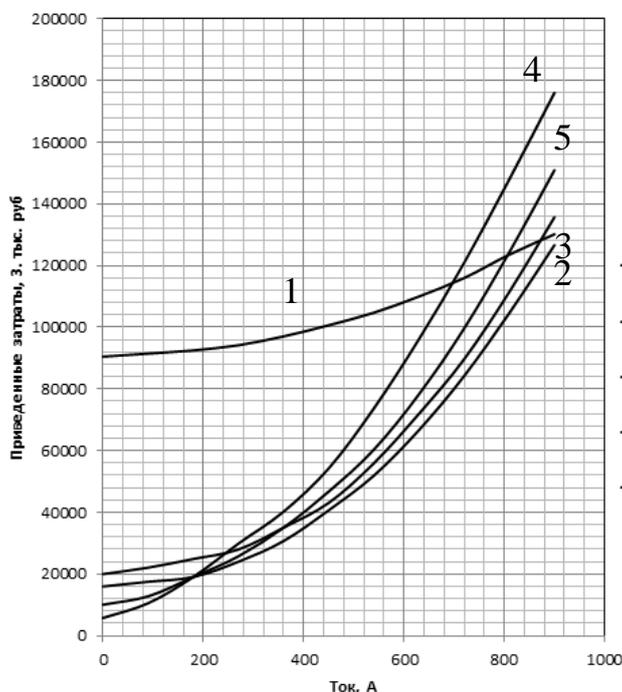


Рис. 4. График приведенных затрат: 1- АС-150/24, 2-АСПТ-120/27, 3-АСПТ-150/24, 4-АСПТ-185/24, 5-GZTACSR-185/30

III. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. При замене стандартных проводов на высокотемпературные для увеличения пропускной способности линии, стоимость модернизации будет значительно меньше стоимости сооружения второй параллельной линии со стандартными проводами.

2. Провод АСПТ-150/24 показывает до 695 А свою выгоду в сравнение с АС- 150/24.

3. Высокотемпературный провод АСПТ-185/24 показывает выгоду уже при 180 А. Сопротивление у него меньше, однако, он тяжелее по весу.

4. Провод марки АСПТ- 120/27 выгоднее применять до 714 А по сравнению с проводом АС- 150/24. АСПТ-120/27 меньше по весу, но электрическое сопротивление 1 км провода больше на 0,0342 Ом.

5. Наиболее высокую температуру провода показывает АС-120/27, наименьшую – АСПТ-185/24 и GZTACSR-185/30. Однако применение проводов АСПТ-185/24 и GZTACSR-185/30 выгодно применять при больших рабочих токах.

6. Марки GZTACSR- 185/30 показывает выгоду при 245 А. У провода GZTACSR- 185/30 меньшее сопротивление и низкие температурные значения при различных токах по сравнению с АС-150/24 и АСПТ-150/24. Недостатками провода бельгийского производства являются высокая стоимость и вес. Благодаря тяжелому весу провода повышается нагрузка на опоры и образуется большой провес провода, в том числе и при гололеде.

7. В сравнение проводов марки АСПТ-150/24 и АС-150/24 высокотемпературный выгоднее использовать до 828 А. Он легче по весу на 29 кг на 1 км провода, а также сопротивление одинаковое, что у АС-150/24, что у АСПТ-150 /24.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левченко И.И. Диагностика, реконструкция и эксплуатация воздушных линий электропередачи в гололедных районах. Москва: Издательский дом МЭИ, 2007. 448 с.
2. ООО «Межрегиональная компания «Локус» [Электронный ресурс]. URL: http://locus.ru/uploadedFiles/newsimages/files/10_6.pdf (дата обращения 24.05.2019).
3. «Lamifil» [Электронный ресурс]. URL: http://ламифил.рф/userfiles/file/Catalogue_Lamifil_GZTACSR.pdf (дата обращения 24.05.2019).
4. Приказ Министерства энергетики РФ от 17 января 2019г. № 10 «Об утверждении укрупненных нормативов цены типовых технологических решений капитального строительства объектов электроэнергетики в части объектов электросетевого хозяйства».
5. Справочник по проектированию электрических сетей / под ред. Д.Л. Файбисовича. – 4 изд., перераб. и доп. – М.: ЭНАС. 2012. – 376 с.
6. Приказ Федеральной службы по тарифам РФ от 06.08.2004 № 20-Э/2 – Редакция от 29.03.2018 (приложение №2 к форме).

Тарасов Н. Г., Подгузов А. А.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУСКОВЫХ ПРОЦЕССОВ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ С ПРЯМЫМ ПУСКОМ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ¹

Аннотация: В данной статье рассмотрены особенности пусковых процессов в синхронных двигателях с постоянными магнитами с прямым пуском применяемых в электроприводах для исполнительных механизмов в летательных аппаратах. Использование современных высококоэрцитивных постоянных магнитов дает определенные преимущества и перспективы современным электродвигателям, но необходимо учитывать зависимость постоянных магнитов от температуры, что создает неудобства связанные с условиями эксплуатации данных электроприводов и исследование данных процессов необходимо как для проектирования, так и использования данных электродвигателей.

Ключевые слова: синхронный двигатель, высококоэрцитивные постоянные магниты, прямой пуск.

ВВЕДЕНИЕ

Концепция полностью электрического самолета уже давно известна и является достаточно популярной и перспективной тематикой в наше время. Согласно данной концепции, должна быть полная электрификация летательного аппарата (ЛА), то есть предполагается использование только электрической энергии. Развитие современной техники позволяет

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

устанавливать на все исполнительные механизмы ЛА электрические машины (ЭМ).

Главной задачей становится вопрос повышения энергоэффективности ЭМ и общее КПД данных ЭМ [1], [2], поскольку они занимают одни из самых ключевых позиций по управлению и в целом жизнеобеспечению ЛА. На современных, ЛА система топливоснабжения маршевых двигателей и динамическое выставление центра масс при пилотировании осуществляется с помощью центробежных насосов на основе ЭМ. Повышение эффективности и увеличение КПД системы топливоснабжения ЛА позволит повысить экологичность, маневренность и экономичность эксплуатации, что в целом приведет к снижению стоимости авиационных перевозок.

На сегодняшний день используемые на борту ЛА системы топливоснабжения реализованы на коллекторных двигателях постоянного тока и асинхронных двигателях переменного тока [3]. Более энергоэффективными являются электрические машины с постоянными магнитами и с короткозамкнутой обмоткой на роторе. Данные машины в двигательном режиме показывают максимальную эффективность, так как они представляют собой синхронный электродвигатель переменного тока, которые имеют возможность запуска прямым включением непосредственно в сеть, при этом имеют высокий коэффициент мощности и коэффициент полезного действия, в отличие от асинхронных электродвигателей и коллекторных двигателей постоянного тока. В сравнении с бесколлекторными двигателями постоянного тока, синхронные двигатели с постоянными магнитами и с короткозамкнутой обмоткой на роторе, благодаря простой конструкции и способом управления, а именно отсутствию сложной электронной системы управления имеют возможность работать в зонах повышенных температур, что очень важно для авиационных систем. За счет этих достоинств синхронные двигатели с постоянными магнитами и с короткозамкнутой обмоткой на роторе имеют перспективы эффективного использования в авиационной промышленности.

Кроме всех достоинств у данных синхронных двигателей с постоянными магнитами и с короткозамкнутой обмоткой на роторе имеются недостатки. Одним из недостатков данных синхронных двигателей является низкий пусковой момент, возможность выхода их синхронного режима, отсутствие возможности глубокого регулирования частоты вращения, так как при прямом включении в сеть, отсутствует возможность управления. Для устранения данных недостатков различными исследовательскими центрами предлагаются различные решения, а именно различные конструкции роторов, обеспечивающие улучшенный процесс запуска, предлагается использование двойной короткозамкнутой обмотки, первая для запуска двигателя, а вторая для разгона ротора до требуемых частот вращения. В перспективе синхронные двигатели с постоянными магнитами и короткозамкнутой обмоткой на роторе могут получить широкое использование, в том числе в качестве исполнительного механизма в топливной системе так, как они не требуют серьезного обслуживания и не требуют глубокого регулирования по частоте вращения.

ОБЗОР ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ

Исполнительные механизмы [4], к примеру топливоперекачивающие насосы, на бортах летательных аппаратов на текущий момент времени представлены асинхронными электродвигателями, обладающими высокой надежностью, либо двигателями постоянного тока. Каждые из данных двигателей выполняют свою функцию должным образом. Однако для концепции более электрического самолета [5] данные типы машин являются устаревшими, в связи с высоким потреблением электроэнергии при не высоком КПД и низком $\cos\varphi$ у асинхронных двигателей и сложностью обслуживания у двигателей постоянного тока.

Исполнительные механизмы в авиационной технике в большинстве случаев обладают мощностью не более 10 кВт, работают на частотах до 12000 об/мин, питаются от сети постоянного тока 27 В, либо сети переменного тока

115/200В 400Гц. Рассмотрим типы электродвигателей известных общей промышленности и подходящие к применению в качестве привода для топливоперекачиваю центробежного насоса:

- двигатели постоянного тока;
- асинхронные двигатели переменного тока;
- синхронные двигатели переменного тока;
- шаговые двигатели;
- коллекторные двигатели переменного тока;
- сервоприводы;
- вентильные двигатели.

Двигатели постоянного тока имеют высокую производительность, сложную конструкцию, простую схему управления и питания, низкий ресурс. Также для применения в топливоперекачивающих насосах данные двигатели должны обладать взрывозащищенной оболочкой, в связи с наличием щеточно-коллекторного узла, с этим же связан и низкий ресурс.

Так же стоит обратить внимание на коллекторные двигатели переменного тока. Данные двигатели по конструктиву совпадают с двигателями постоянного тока, соответственно обладают аналогичными характеристиками. Единственным отличием является использование рода источника питания, что может повлиять на место установки и применения данного двигателя. Преимуществами данных двигателей являются, простое и динамичное управление, высокие моменты на низких частотах вращения, малая вероятность выхода из строя при нештатных режимах работы. Недостатками же являются высокая цена изготовления из-за сложного конструктива и низкий ресурс.

Асинхронные двигатели переменного тока обладают высоким ресурсом за счет простоты конструкции, с возможностью глубокой интеграции в топливоперекачивающий насос с непосредственным погружением рабочих частей в рабочую жидкость, за счет чего можно существенно понизить удельную массу данного двигателя. Также данные двигатели обладают простой

схемой по управлению, но КПД остается существенно низким, за счет высокого потребления энергии с низким выходом полезной мощности и низким $\cos\varphi$.

Современные синхронные двигатели переменного тока в большинстве случаев предназначены для работы в системах автоматических устройств, обычно обладают небольшой мощностью. Особенностью данных двигателей является постоянство скорости вращения, вне зависимости от колебания напряжения питания и нагрузки. В зависимости от конструкции ротора данные двигатели делятся на несколько видов: с электромагнитным возбуждением, с магнитоэлектрическим возбуждением или постоянными магнитами, реактивные и гистерезисные. В качестве исполнительных механизмов двигатели с электромагнитным возбуждением применяются крайне редко, в связи со сложностью ротора, необходимости источника питания постоянного тока и проблем с пуском. Чаще всего можно встретить применение реактивных двигателей, их отличительной особенностью является отсутствие у ротора собственного магнитного поля. Основной магнитный поток возбуждается в них за счет МДС статора и представляет собой поток реакции якоря.

Преимуществом реактивных двигателей является простота конструкции ротора, как и у асинхронных двигателей. Значительным же недостатком является мощность на валу, которая значительно меньше, чем у двигателей с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением.

В качестве приводного устройства для исполнительных механизмов стоит рассмотреть шаговые двигатели. Преимуществом данных двигателей является высокая точность установки угла положения выходного вала, что в ряде случаев является необходимым. Данные параметры достигаются за счет оригинальной конструкции электрической машины, оснащенностью высокоточными датчиками угла поворота ротора и сложной системой управления данного двигателя.

Синхронные двигатели переменного тока с возбуждением от постоянных магнитов являются более надежными, за счет своего конструктивного исполнения, это сервоприводы и вентильные двигатели конструктивно

обладают высокой надежностью и ресурсом, высоким КПД и стабильной жесткой характеристикой, что естественно сказывается на общем энергопотреблении. Данные типы двигателей могут работать только совместно с блоком управления, что облегчает канал управления данными двигателями через цифровые сигналы, но значительно сказывается на общей массе узла, поскольку масса блока управления сопоставимо с массой самого двигателя. Так же большим минусом данных двигателей является необходимость в датчиках положения ротора, без которых невозможен стабильный запуск и удержание необходимой характеристики. Данные двигатели наилучшим образом подходят в качестве исполнительных механизмов для узлов, непосредственно связанных в системах управления летательным аппаратом, это привода для закрылка и элеронов, работающих в повторно кратковременном режиме с электрическим торможением.

На борту летательного аппарата устанавливаются так же ряд вспомогательных исполнительных механизмов жизненно необходимых для самого борта, это системы кондиционирования воздуха, топливоперекачивающая система, работающие в длительном режиме на протяжении всего полета. В настоящее время в данных узлах применяются либо асинхронные двигатели переменного тока, либо двигатели постоянного тока. Для более стабильного и энергосберегающего электропотребления наилучшим образом подходят синхронные двигатели переменного тока, дающие на выходе большей производительности. Для данных исполнительных механизмов нету необходимости в сложных системах управления. Альтернативу вентильным электродвигателям можно использовать синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) с короткозамкнутой обмоткой и прямым пуском [6]. Преимуществом данной компоновки является высокая производительность и ресурс, а самое главное отсутствие датчиков положения ротора и сложной системы управления, что позволяет использование данных двигателей в условиях с более высокой температурой окружающей среды. Запуск данного двигателя производится так же, как и у асинхронного за счет

пусковой обмотки. Пусковая обмотка представляет из себя кольцевую короткозамкнутую обмотку асинхронного двигателя. В процессе увеличения частоты вращения, вращающееся магнитное поле статора взаимодействует с магнитным полем постоянных магнитов, расположенных на роторе, что приводит к втягиванию в синхронизм и двигатель начинает работать как вентильный двигатель, а пусковая короткозамкнутая обмотка начинает работать как демпфирующая. Данная конструкция сопоставима по массогабаритным показателям с асинхронными двигателями, а ее преимуществом перед вентильными двигателями и сервоприводами, является отсутствие электронного блока управления.

ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ СДПМ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Определенную перспективу использования синхронных двигателей с постоянными магнитами и короткозамкнутой обмоткой для прямого пуска рассматривают уже давно [7], [8], [9]. Запуски исполнительных механизмов могут проходить при различных температурах окружающей среды и есть необходимость провести анализ пусковых параметров во всех диапазонах температур, начиная от минимально возможного, до самых максимально возможных условий эксплуатации.

Пуск синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ) в составе исполнительных механизмов осуществляется прямым подключением к сети [10],[11]. Запуск происходит за счет асинхронного момента, возникающего между вращающимся полем статора с наведенными токами в короткозамкнутой пусковой обмотке ротора, разгоня до скорости, близкой к синхронной. Сам пуск синхронного двигателя с постоянными магнитами осуществляется при действующем магнитном потоке от постоянных магнитов, расположенных на роторе. В следствии чего данный магнитный поток наводит в обмотке статора ЭДС E_E , изменяющуюся с переменной частотой $f_E=(1-s) f_l$. Также в цепи обмотки статора и источника питания начинает протекать ток I_E , изменяющийся

с частотой, отличающийся от частоты сети. Так пусковой режим можно представить, как сумму двух режимов: асинхронного режима с сетевым напряжением U и генераторным (тормозящий) режимом, включенным в сеть с нулевым напряжением. Запуск исполнительного механизма может протекать в различных климатических условиях, а именно при различных температурах окружающей среды. Постоянные магниты, применяемые в синхронных двигателях, непосредственно зависят от окружающей среды, а именно их остаточная индукция и коэрцитивная сила. При генераторном режиме следует учитывать данные параметры с учетом температурных коэффициентов:

$$B_r(\Theta) = B_r \left(1 - \frac{k_{Br}(\Theta_{ВПМ} - 23)}{100} \right), \quad (1)$$

$$H_c(\Theta) = H_c \left(1 - \frac{k_{Hc}(\Theta_{ВПМ} - 23)}{100} \right), \quad (2)$$

где $B_r(\Theta), H_c(\Theta)$ - действующие значения остаточной индукции и коэрцитивной силы ВПМ соответственно; B_r, H_c , - значение остаточной индукции и коэрцитивной силы ВПМ, указанные в технических характеристиках соответственно; $\Theta_{ВПМ}$ – температура ВПМ; k_{Br} – температурный коэффициент остаточной индукции ВПМ; k_{Hc} – температурный коэффициент коэрцитивной силы ВПМ.

При изменении температуры окружающей среды прямо пропорционально изменяется остаточная индукция и коэрцитивная сила постоянного магнита. Магнитный поток ротора прямо зависит от остаточной индукции постоянного магнита [12], установленного на роторе

$$\Phi_0(\Theta) = B_r(\Theta) S_M, \quad (3)$$

где $\Phi_0(\Theta)$ - магнитный поток ротора, в зависимости от температуры; S_M - площадь ВПМ.

ЭДС холостого хода наводимая в обмотках статора также прямо зависит от магнитного потока.

$$E_0(\Theta) = 4,44 k_{o\sigma} \omega f \Phi_0(\Theta), \quad (4)$$

где $E_0(\Theta)$ - ЭДС холостого хода; $k_{o\sigma}$ - обмоточный коэффициент; ω - число витков; f - частота сети.

Общий ток протекающий по обмоткам статора СДПМ складывается из пускового тока и тока тормозящего режима при асинхронном пуске.

$$I = \sqrt{I_U^2 + I_E^2} , \quad (5)$$

где I – общий пусковой ток; I_U – пусковой ток; I_E – ток тормозящего режима.

Ток тормозящего режима имеет обратную зависимость от температуры окружающей среды, так при уменьшении температуры окружающей среды токи тормозного режима будут выше, что приведет к большей токовой нагрузке в момент пуска.

$$I_E = E_0(\Theta)(1-s) \frac{\sqrt{r_s^2 + (1-s)^2 x_q^2}}{r_s^2 + (1-s)^2 x_d x_q} , \quad (6)$$

где s - скольжение; r_s - активное сопротивление; $x_d x_q$ -индуктивные сопротивления по осям d и q .

Пусковой момент также будет выше при пониженной температуре окружающей среды

$$M_{E(\Theta)} = -\frac{pm_1}{\omega_c} \frac{E_0^2(\Theta)(1-s) \cdot r_s [r_s^2 + (1-s)^2 x_q^2]}{[r_s^2 + (1-s)^2 x_d x_q]^2} \quad (7)$$

где $M_{E(\Theta)}$ - тормозящий пусковой момент; p – число полюсов; m_1 – число фаз.

Средний результирующий момент в асинхронном режиме равен $M_a = M_U + M_{E(\Theta)}$.

По механическим характеристикам (рис. 1) можно заметить, что пусковые свойства определяются не только соотношением, но и характером изменения двигательного и тормозного моментов. Двигательный момент в асинхронном режиме, зависит от напряжения питания в квадрате, его максимальное значение не зависит от активного сопротивления обмотки ротора и имеет место при критическом скольжении

$$S_{Uk} = \frac{C_1 r_R}{\sqrt{r_s^2 + x_s^2 + C_1^2 x_R^2 + 2x_s x_R k_x + 2r_s^2 x_R k_r}} \quad (8)$$

где S_{Uk} - критическое скольжение;

$$C_1 = \sqrt{r_s^2 + (x_m + x_s)^2} / x_m; \quad k_x = 1 + \frac{x_s}{x_m}; \quad k_r = \frac{r_s}{x_m}.$$

Тормозной момент пропорционален квадрату ЭДС, наведенной тормозным полем ротора, его максимальное значение не зависит от активного сопротивления обмотки статора и имеет место при критическом скольжении

$$s_{Ek} = 1 - \frac{r_s}{x_q} \sqrt{\frac{3}{2} \frac{x_q - x_d}{x_d} + \sqrt{\left[\frac{3}{2} \frac{x_q - x_d}{x_d}\right]^2 + \frac{x_q}{x_d}}}, \quad (9)$$

где s_{Ek} - критическое скольжение тормозного момента.

Однако, при $s=0$ момент $M_{E0} = M_{\epsilon T}$.

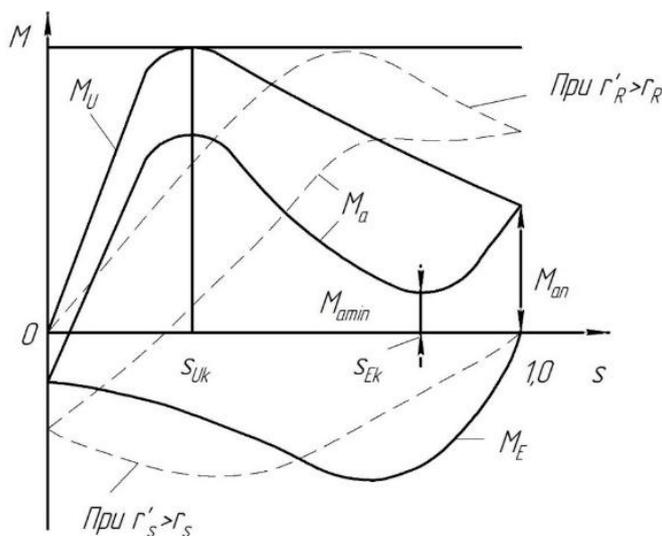


Рис. 1. Механическая характеристика СДПМ с прямым пуском.

Из кривых видно, что тормозной момент вызывает провал в пусковой характеристике и снижает крутизну результирующего асинхронного момента при подсинхронной частоте вращения (в зоне малых скольжений), поэтому в СДПМ малой мощности для обеспечения надежного пуска степень возбуждения СДПМ $\epsilon = E_0/U$ принимают небольшой.

Процесс вхождения в синхронизм происходит в конце пускового режима под действием синхронизирующего момента в течении короткого промежутка времени, соответствующего части периода пульсирующего момента. Процесс синхронизации начинается при малых скольжениях ($s_{вх} < 0,2$) в наиболее благоприятный момент времени. Следовательно, процесс вхождения в синхронизм зависит от температуры окружающей среды.

$$M_{BX} = \frac{-1,14M'_U + \sqrt{1,3M'^2_U + 4HM_{UEнEn}}}{H/M'_U} + M_E(\ominus) + M_{U0} \quad (10)$$

где M_{BX} - момент вхождения в синхронизм.

Так момент вхождения в синхронизм начнется раньше и легче при более высокой температуре окружающей среды, однако при первичном запуске СДПМ на холодную, процесс вхождения в синхронизм будет проходить при более высоком скольжении. Однако производительность исполнительного механизма будет выше. Температура постоянных магнитов значительно влияет на процесс запуска двигателя, но большое влияние имеет значение температуры на максимальную выходную мощность в длительном режиме

$$P_m = 4,93 \frac{\xi}{k_\phi k_{ad}} \frac{f_1}{1 + \varepsilon} V_M B_r(\Theta) H_c(\Theta) \quad (11)$$

где P_m - активная мощность СДПМ; V_M – объем ВПМ.

Проанализирован пусковой режим СДПМ с прямым асинхронным пуском в зависимости от температуры окружающей среды. Изучено влияние температуры на энергию ВПМ ротора.

Определено, что в процессе пуска тормозящий пусковой момент зависит от температуры ВПМ; чем выше температура, тем легче происходит пуск, раньше начинается процесс вхождения в синхронизм, однако выходная мощность значительно ниже.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Установлено, что запуск СДПМ с прямым асинхронным пуском зависит от температуры окружающей среды и данную особенность необходимо учитывать, как в процессе эксплуатации, так и на стадии проектирования данного двигателя. Так для получения исполнительного механизма определенной мощности при более высоких температурах окружающей среды потребуются больший рабочий объем постоянных магнитов, а при более низких рабочих температурах необходимую выходную мощность можно получить и с меньшим объемом постоянных магнитов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Е. Ганев, "Высокопроизводительные электроприводы для аэрокосмических более электрических архитектур", Собрание IEEE Power Engineering Society, стр. 1-8, 2007.
2. J. F. Гиерас, "Достижения в области электрических машин", Power Systems, стр. 81-113, 2008.
3. "Системы электропитания летательных аппаратов", Изд. ВУНЦ ВВС ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина, стр. 428, 2010.
4. С. А. Грузкова, "Электрооборудование летательных аппаратов" в системах электроснабжения летательных аппаратов, Москва, Россия: Издательский дом МЭИ, том 1, 2005.
5. "Системы электроснабжения самолетов и вертолетов", Общие требования и стандарты качества электроэнергии, 2010
6. Ян Мойр и Аллан Сибриддж, "Авиационные системы: интеграция механических электрических и авионических подсистем", Чичестер, Великобритания: John Wiley & Sons Ltd, стр. 181-184, 2008.
7. W. Fei, P. C. K. Luk, J. Ma, J. X. Shen и G. Yang, "Высокопроизводительный синхронный двигатель с постоянным магнитом с линейным запуском, переделанный из небольшого промышленного трехфазного асинхронного двигателя", IEEE Transactions on Magnetics, том 45, № 10, стр. 4724-4727, ноябрь.2009.
8. J. Пирхонен, П. Курронен и А. Парвиайнен, "Разработка низкоскоростного генератора с постоянным магнитом мощностью 3 МВт", ICEM 2006, 2006.
9. J. Киннунен, J. Пирхонен, О. Люкконен и П. Курронен, "Анализ синхронных машин с постоянным магнитом без скольжения, подключенных непосредственно к сети", Proc. Международный симпозиум по промышленной электронике (ISIE 2006), июль 2006.
10. W. H. Kim и др., "Исследование оптимальной конструкции ротора СДПМ с учетом пускового момента и эффективности", IEEE Transactions on Magnetics, том 45, № 3, стр. 1808-1811, март 2009.
11. Осин И. Л. Синхронные электрические двигатели малой мощности. М.: Изд. МЭИ, 2006. 216 с. (I. L. Osin, Synchronous electric motors of low power, (in Russian). М.: Izd. MEI, 2006).
12. Исмагилов Ф. Р., Хайруллин И. Х., Вавилов В. Е. Высокооборотные электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами : учебное пособие. – М. : «Издательство «Инновационное машиностроение», 2017.

Шаяхметов Д. А., Вавилов В. Е.

Уфимский государственный авиационный технический университет

УМЕНЬШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ГОРЯЧЕЙ ТОЧКИ В ЖИДКОСТНОМ ОХЛАДИТЕЛЕ¹

Аннотация: В статье исследуется проблема охлаждения силовой электроники. В частности, исследуется проблема устранения горячих областей электронных компонентов. Целью исследования является анализ оптимальных параметров охлаждения для поиска наиболее эффективной конструкции. Научная новизна статьи заключается в исследовании зависимости геометрических характеристик охладителей на эффективность охлаждения. В результате исследования были найдены оптимальные параметры, позволяющие снизить температуру в горячих областях.

Ключевые слова: охладитель, горячие точки, численное моделирование.

ВВЕДЕНИЕ

Длительная работа силовых полупроводниковых приборов приводит к их деградации, которое в свою очередь приводит к их отказу. Вследствие чего возникает необходимость нахождения оптимальных параметров охладителя, которые в свою очередь повысят эффективность и надежность силовых приборов. К тому же их размеры становятся с каждым годом меньше. Из-за уменьшения размеров силовых элементов, а также увеличения их мощности возникают горячие точки, они представляют собой локализованные области очень высоких тепловых потоков [1]. В связи с наличием локальных зон с большим тепловым потоком возникают трудности с отводом тепла из силовых приборов. Поэтому даже если средняя температура не превышает допустимую, температура в горячей точке может быть значительно выше, что негативно влияет на надежность. Следовательно, необходимо разработать стратегии управления температурным режимом, которые позволили бы рассеивать фоновый тепловой поток, а также бороться с горячими точками.

В статье описывается метод, позволяющий снизить температуру в области горячих точек при использовании жидкостного охладителя в однофазном потоке. Достигается это путем локального увеличения плотности расположения ребер в горячих точках. А также уменьшение размеров ребер в

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

этой области. Был проведен анализ эффективности различных размеров ребер для отведения тепла.

1. МЕТОДЫ

Основным уравнением, описывающим движение вязкой жидкости среды, является уравнение Навье-Стокса, которое записывается следующим образом [2].

$$\begin{aligned} X - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} + \nu \Delta u + \frac{1}{3} \nu \frac{\partial}{\partial x} (\operatorname{div} \vec{W}) &= \frac{du}{dt}; \\ Y - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial y} + \nu \Delta v + \frac{1}{3} \nu \frac{\partial}{\partial y} (\operatorname{div} \vec{W}) &= \frac{dv}{dt}; \\ Z - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial z} + \nu \Delta w + \frac{1}{3} \nu \frac{\partial}{\partial z} (\operatorname{div} \vec{W}) &= \frac{dw}{dt}; \end{aligned}$$

где X, Y, Z – проекции напряжения массовых сил соответственно на оси x, y, z ; ρ – плотность; ν – кинематическая вязкость; u, v, w – проекция скорости соответственно на оси x, y, z .

Основой теплопередачи является гипотеза Фурье, который предположил существование прямой пропорциональной зависимости между плотностью теплового потока q через изотермическую поверхность и значением градиента температур $\operatorname{grad} T$ на этой поверхности:

$$q = -\lambda \operatorname{grad} T$$

Благодаря этой гипотезе становится возможным провести анализ оребренных поверхностей. КПД ребер определяется как:

$$E_p = \frac{\overline{T}_p - T_{жс}}{T_{осн} - T_{жс}};$$

где \overline{T}_p – среднеинтегральная температура ребер, $T_{жс}$ – температура жидкости на входе, $T_{осн}$ – температура основания охладителя [3].

Для решения подобных уравнений использовалось программное обеспечение *Ansys Fluent*. Которая позволяет анализировать методом конечных элементов широкий спектр задач гидрогазодинамики.

Тепловой поток охлаждается жидкостным охладителем, тогда как в области горячей точки используются ребра с меньшим размером. В качестве прокачиваемой жидкости использовалась вода. К охладителю прикреплен

источник тепловой мощности с суммарным тепловыделением 189,2 Вт, при этом тепловая мощность в горячей точке составляет 160 Вт. Размеры горячей точки составляют 4 на 5 мм. В охладитель подается вода со скоростью 0,5 м/с. Для анализа эффективности проводился расчет и анализ с различными конфигурациями охладителя, которые представлены ниже в Таблице 1. Изображение охладителя представлено на рисунке 1.

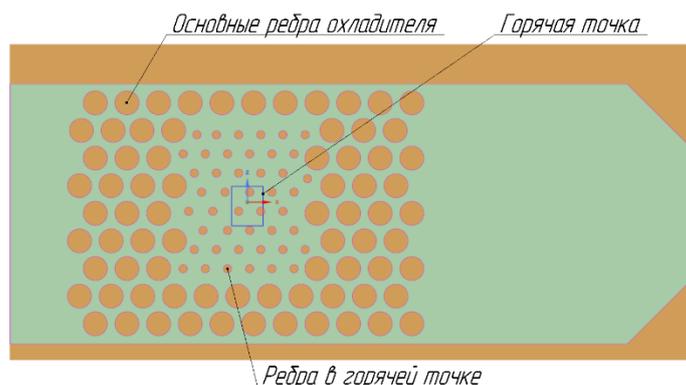


Рис. 1. Внешний вид охладителя

Таблица 1

Размеры элементов теплоотвода

№	Диаметр основных ребер, мм	Диаметр ребер в горячей зоне, мм
1	3	2
2	3	1,5
3	3	1
4	2,5	2
5	2	2

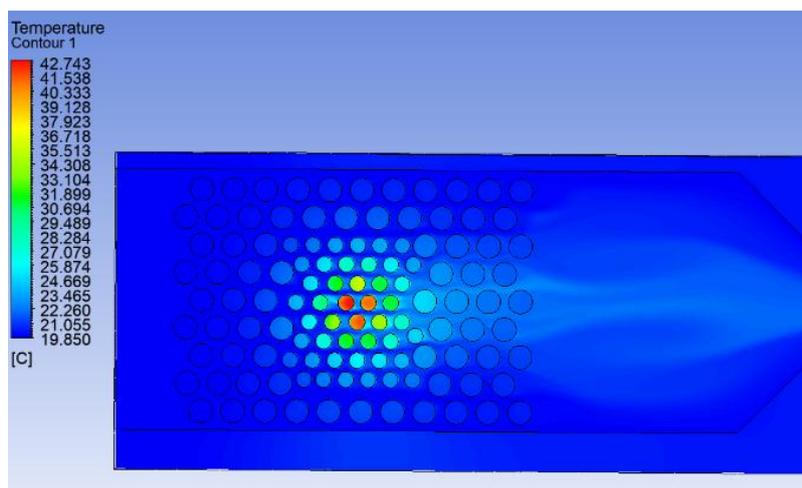
Для анализа геометрии с различными размерами ребер была построена параметрическая модель в которой задавались параметры в Workbench.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ

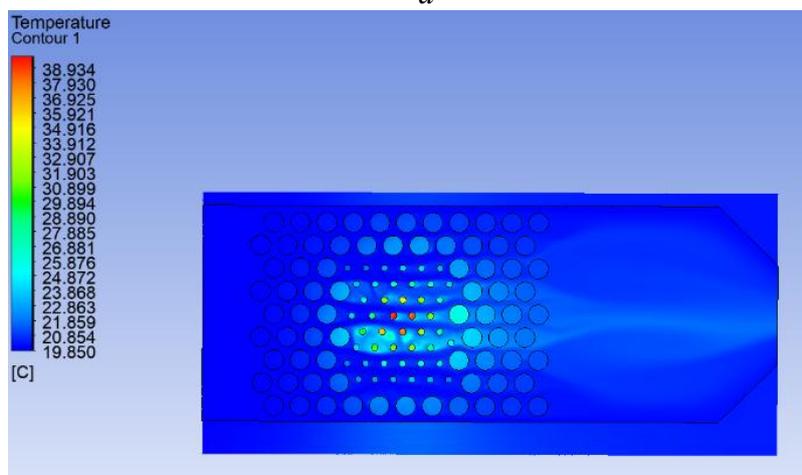
В результате моделирования было установлено, что наименьшая температура горячей точки была достигнута в охладителе, в котором диаметр основных ребер был равен 3 мм, а в зоне горячей точки 2 мм, в нем температура горячей точки стала равна 98,8 °С. Охладитель с одинаковым диаметром ребер

во всем охладителе показал средние результаты, его результаты были взяты как опорные, то есть остальные результаты сравнивались с ним.

Наибольшая температура была достигнута при использовании ребер диаметром 3 и 1 мм, соответственно во всем охладителе и в горячей зоне, при этом температура горячей зоны стала равна 113,4 °С. Это объясняется тем, что при малом диаметре ребра меньшее количество тепла может передаваться в жидкую среду из-за чего эффективность охлаждения падает. На рисунке 2 показано распределение тепла в поток на рисунке 2 б температура ребер ниже, из-за чего между жидкой средой и охладителем возникает меньший тепловой напор, что и приводит к снижению эффективности. То есть в первом случае КПД ребер выше, чем во втором случае.



a



б

Рис. 2. Распределение температур в потоке:
a – ребра размерами 3 и 2 мм; *б* – ребра размерами 3 и 1 мм

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы был произведен анализ эффективности однофазного жидкостного охладителя с различными размерами ребер в горячей точке и в основной зоне. Анализ проводился с помощью численных методов. Было установлено, что некоторое уменьшение размеров ребер позволяет снизить температуру горячей точки. Однако если ребра в горячей зоне слишком мала эффективность теплоотвода уменьшается. Таким образом можно, как и увеличить эффективность охладителей, так и снизить их. Из-за чего необходимо использовать аналитические инструменты для определения оптимальных параметров. Было установлено, что использование программных обеспечений, использующих численные методы позволяют определить оптимальные параметры для максимального повышения эффективности охлаждаемой поверхности. Следовательно, использование охладителей подобной конструкции позволяет эффективно понижать температуру горячей точки, что ведет к повышению эффективности охлаждения всего прибора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yogendra J. Mitigating Hot Spots In Planar And Three-Dimensional (3d) Heterogeneous Microsystems Using Liquid Cooling // ICHMT International Symposium on Advances in Computational Heat Transfer – 2017. – Vol. 7.
2. Гидрогазодинамика: учеб. пособие / В. М. Клеванский. – 2-е изд. стер.; Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2013. – 309с.
3. Цирельман, Н. М. Теория и прикладные задачи тепломассопереноса: учебное пособие / Н. М. Цирельман. — 2-е изд., испр. — Санкт-Петербург : Лань, 2022. — 504 с.

Бабикова Н. Л., Подгузов А. А.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ КАК АВТОНОМНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ¹

Аннотация: Рассматриваются перспективы использования термоэлектрических преобразователей энергии в качестве автономных источников электроэнергии для питания различных объектов в условиях «цифровой трансформации».

Ключевые слова: термоэлектрические генераторы, преобразователи энергии, сбор сопутствующей энергии.

I. ВВЕДЕНИЕ

Новые экономические и технологические условия, связанные с «цифровой трансформацией» промышленности, сельского, жилищно-коммунального хозяйства предъявляют новые требования к специалистам. Эти требования связаны не только с высоким уровнем знаний в своей области профессиональной деятельности, но также с умением использовать цифровые устройства, инструменты, программное обеспечение.

Сквозные технологии (большие данные, интернет вещей; искусственный интеллект, технологии беспроводной связи и т.д.) проникают во все сферы жизнедеятельности человека и способствуют повышению эффективности различных технологических процессов. Умение решать задачи по выполнению коллективной проектной, исследовательской, организационной деятельности для создания, поддержки и использования систем искусственного интеллекта на основе сквозных цифровых технологий является одной из базовых цифровых компетенций. Обработка информации, хранение, защита и передача больших объемов данных осуществляется за счет функционирования устройств, систем мониторинга, датчиков, а для их работы необходима электрическая энергия. Возможность использования автономных источников питания для реализации систем электроснабжения в контексте «цифровой трансформации» является актуальной задачей.

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

Особенно, если используются выбросы (потери) сопутствующей энергии, возникающие в производственных процессах при отсутствии какой-либо рекуперации. Технология термоэлектричества в этом случае позволяет использовать отработанную тепловую энергию для прямого преобразования в электрическую [1-4].

Термоэлектрические устройства не имеют рабочих веществ (масла, хладагенты), работают при полном отсутствии шума, обладают большой компактностью и малой массой, реверсивные. Их малый вес и объем, высокая надежность, возможность локального регулирования температуры, отсутствие теплоносителей и пригодность для утилизации сбрасываемого тепла может позволить сэкономить 20–25 % топлива [5, 6].

II. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ В КАЧЕСТВЕ АВТОНОМНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В УСЛОВИЯХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ

Последние достижения в области термоэлектрических материалов и систем возобновили интерес к потенциальному использованию термоэлектрических элементов для производства электроэнергии. Свойства, присущие термоэлектрическим системам - малое количество или полное отсутствие движущихся частей, бесшумная работа и такие характеристики, как бережное отношение к окружающей среде и возможность возмещения потерь энергии - повысили дальнейший интерес к ТЭ системам [7, 8]. Применение термоэлектрических модулей имеет высокую экономическую эффективность, так как зачастую за счет них утилизируется неиспользуемая тепловая энергия, которая бы просто растворилась в пространстве. Благодаря этому свойству во всем мире ведутся разработки по повышению эффективности данных устройств. В основном - это поиск новых материалов и сплавов, которые будут иметь высокие значения термо-ЭДС и коэффициента добротности. В эпоху цифровизации данные преобразователи могут быть использованы для решения таких важных задач, как повышение энергоэффективности оборудования за

счет внедрения систем мониторинга, использования при работе компонентов робототехники и сенсорики [9-12].

Целью этой работы является проведение обзора применений термоэлектрических преобразователей энергии в качестве автономного источника электроэнергии в условиях цифровой трансформации и выявление перспективы повышения их эффективности.

Анализ термоэлектрических преобразователей энергии, используемых в качестве автономных источников питания показал, что в настоящее время существует достаточно много устройств с различными вариантами конструкций термоэлектрических преобразователей [13]. Их применение в системах дает возможность обеспечить экологически чистыми устройствами электропитания коммунально-бытовые объекты, системы электропитания автономных датчиков, приборы и средств автоматизации, независимые устройства подзарядки аккумуляторов, датчиков GPS-навигации, метеокомплексов в климатических зонах с резким перепадом температур в течение времени суток - в горных, пустынных местностях, на морских побережьях и др. В таблице 1 представлены несколько последних патентов РФ, направленных на новые конструктивные решения по использованию термоэлектрического преобразователя (генератора) в качестве автономного источника питания.

Таблица 1

Конструкции термоэлектрических генераторов (ТЭГ)

Заголовок	Краткое описание	Используемая литература
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>
ТЭГ	В работе описано техническое решение, направленное на повышение надежности работы ТЭГ. Устройство конструктивно представляет собой отрезок круглой трубы, вмонтированный в горизонтальный трубопровод, что делает возможным его использование в системах телеметрии параметров паропроводов (расход, давление, температура и др. параметры среды).	[14]

1	2	3
ТЭГ	В работе описано устройство круглогодичного и круглосуточного прямого преобразования солнечной радиации в электрическую энергию сочетанием фотоэлектрических и термоэлектрических преобразователей для обеспечения экологически чистым энергопитанием автономных датчиков и приборов.	[15]
ТЭГ	В работе представлена конструкция ТЭГ, предназначенная для автономного питания постоянным электрическим током комплекса радиоэлектронной аппаратуры и средств автоматики и телеметрии газопроводов (расход, давление, свойства газа и т.п.) в непрерывном режиме функционирования. Автоматизация регулирования температуры нагрева и выходного постоянного напряжения в диапазоне 3÷12 В обеспечивают бесперебойную работу объектов магистральных газопроводов и газовых сетей низкого давления, включая средства телемеханики, контрольно-измерительные приборы, освещение, охранно-пожарная сигнализация и т.д.	[16]
ТЭГ	В работе описан ТЭГ используемый для подзарядки аккумуляторов аппаратов связи, различных радиоэлектронных устройств, освещения при аварийной обстановке, а также в отдаленных районах и в полевых условиях. Конструкция содержит термоэлектрические модули (ТЭМ), установленные тепловоспринимающей стороной на боковой стороне корпуса отопительной бытовой печи, на противоположной стороне ТЭМ укрепляются воздушные радиаторы с естественной циркуляцией воздуха.	[17]
ТЭГ с повышенным КПД	В работе описан способ получения искусственного повышения разницы температур между горячими и холодными спаями термобатареи с целью увеличения вырабатываемой электрической мощности и соответственно КПД	[18]
Автономный портативный термоэлектрический источник питания	В работе описана конструктивная схема источника питания (термоэлектрического устройства), позволяющего обеспечивать работу в автономном режиме в любых окружающих условиях, в условиях полного отсутствия стационарных и сетевых источников электричества и любых других источников энергии, таких как солнечный свет, ветер, прилив, тепловая энергия, тепло ядерных реакций.	[19]

Последние исследования в области термоэлектричества направлены на выявление возможности использования термоэлектрических преобразователей в качестве источника автономного питания. Далее представлены исследования

по использованию термоэлектрических преобразователей энергии и последние достижения в области применения термоэлектрических модулей для систем мониторинга.

Тепловая энергия является одним из наиболее широко используемых источников для сбора сопутствующей энергии с последующим преобразованием в электрическую энергию. Поэтому разница температур между почвой и воздухом может оказаться важным источником энергии для датчика окружающей среды [20]. Цель данной работы - это создание безбатарейного датчика окружающей среды, использующего термоэлектрическую энергию, извлекаемую из разницы температур почвы и окружающего воздуха. Работа посвящена разработке схемы управления питанием и мониторинга с использованием суперконденсатора в качестве элемента накопления энергии, что делает его безбатарейным. и созданию экспериментального прототипа с оценкой его производительности. Система может собирать в среднем 178,74 мДж, и этого достаточно для выполнения не менее 5 передач DASH7 и 100 задач зондирования в день.

Исследование [21] проводится с целью поддержания питания системы непрерывного мониторинга подземных трубопроводов во избежание потерь энергии или взрывов трубопроводов и сведения к минимуму негативного воздействия на окружающую среду. Надежность источников питания обеспечивается термоэлектрическими генераторами, отводящими тепло через поверхность трубопровода. Авторами исследования [21] спроектирован и изготовлен ТЭГ на основе пленки на производственной платформе рулонного производства с использованием электротермической модели для достижения оптимизированной структуры и производительности устройства. Результирующая плотность выходной мощности ТЭГ составляет 1,26 мВт/м² при разнице температур 50 °С, что в 2 раза превышает значение, указанное в современной литературе. Практическое применение технологии беспроводных датчиков в настоящее время сдерживается требованиями к источнику питания и сложностями, возникающими при замене или обслуживания батарей датчиков.

В работе [22] была спроектирована система питания беспроводного узла на основе разницы температур между неглубокой почвой и воздухом. Отличительными особенностями этого устройства являются применение гравитационной тепловой трубы, термоэлектрических генераторов (ТЭГ), медных ребер и радиаторов для поглощения, передачи и преобразования тепловой энергии. В ходе исследования [22] измерялась производительность предлагаемого устройства на экспериментальной открытой платформе, результаты показывают, что при 8-часовом мониторинге в день, разность температур термоэлектрического устройства составляла от 12,96 до 24,69 К, пиковое напряжение устройства 722,13 мВ и пиковая мощность 3,62 мВт при оптимальной внешней нагрузке предлагаемого устройства.

Способность напрямую преобразовывать тепло и электричество наделяет термоэлектрические (ТЭ) материалы потенциалом для применения в области производства электроэнергии, охлаждения и датчиков [23]. ТЭ-устройства могут собирать повсеместно рассеянную и низкопотенциальную тепловую энергию, излучаемую солнцем, промышленным оборудованием, автомобилями или даже человеческим телом, и преобразовывать тепло в электричество. По сравнению с другими способами преобразования энергии преобразование ТЭ имеет гораздо более низкую эффективность. Но благодаря развитию интегральных схем в последнее десятилетие появилось большое количество умных носимых и имплантируемых электронных устройств. Кроме того, технологии 5G и Интернета вещей (IoT) подталкивает носимые и имплантируемые электронные устройства к миниатюризации, интеграции и низкому энергопотреблению [23]. В связи с этим, термоэлектрические устройства будут играть важную роль в носимых и имплантируемых системах, таких как автономные источники питания, активное управление температурой и мониторинг окружающей среды/тела. Следует отметить, что создание термоэлектрических устройств с высокими характеристиками на основе недорогих и нетоксичных материалов является чрезвычайно сложной задачей. Работа [24] посвящена созданию высокопроизводительного ТЭГ с полностью

оксидным p-n-переходом, состоящего из недорогих, распространенных и нетоксичных материалов, таких как тонкие пленки ZnO n-типа и p-типа SnOx, нанесенные на подложку из боросиликатного стекла. Устройство генерирует максимальную выходную мощность $\approx 126 \text{ мкВт/см}^2$ при перепаде температур 160 К. Выходное напряжение и выходной ток при максимальной мощности ТЭГ составляют 124 мВ и 0,0146 мкА соответственно.

Благодаря микрообработке и наноструктурированию кремния можно уменьшить размеры термоэлектрических преобразователей и получить компактные микрогенераторы [25]. При имеющемся источнике тепла при температуре 250 °С были достигнуты плотности мощности 316 нВт/см² в условиях естественной конвекции и до 4,2 мкВт/см² в условиях вынужденной конвекции.

Термоэлектрические генераторы обладают рядом преимуществ. Они безвредны для окружающей среды, так как не содержат химических продуктов, работают бесшумно из-за отсутствия механических конструкций и/или движущихся частей, и их можно изготавливать на многих типах подложек, таких как кремний, полимеры и керамика. Кроме того, ТЭГ не зависят от положения, имеют длительный срок службы и подходят для интеграции в объемные и гибкие устройства [26]. Освоение сквозных технологий и обеспечение огромного количества взаимосвязанных устройств устойчивыми и долгосрочными автономными источниками энергии, в том числе на основе термоэлектрических преобразователей энергии, в долгосрочной перспективе позволит принести пользу электроэнергетической отрасли и экономики России в целом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. M. Guana, C. Wang, D. Xu, W. H. Liao. Design and experimental study of a low-voltage thermoelectric power collection system for wireless sensor nodes. *Energy Convers Manag*, 138 (2017), pp. 30–37.
2. Yap Yu.Z., Naayagi R.T., Wu V.L. Collecting Thermoelectric Energy for Mobile Phone Charging Application IEEE Region 10 Conference (TENCON) - International Conference Proceedings; 2016.

3. Yanliang Zhang, Martin Cleary, Xiaowei Wang, Nicholas Kempf, Luke Schoenxi, Jian. Jan, Giri Joshi, Laxmikant Meda. High-temperature and high-density nanostructured thermoelectric generator for automotive waste heat recovery. *Energy Convers Manag*, 105 (2015), pp. 946–950. [ISSN 0196-8904].
4. Tongcai Wang, Weiling Luan, Wei Wang, Shan-Tung Tu. Waste heat recovery through a thermoelectric generator system based on a plate heat exchanger. *Appl Energy*, 136 (2014), pp. 860–865. [ISSN 0306-2619].
5. Способы прямого преобразования тепловой энергии в электрическую. Семенов В.С., Бейльман А.В., Трифанов И.В. *Актуальные проблемы авиации и космонавтики*. 2015. Т. 2. № 11. С. 124-126.
6. Adnan Harb. *Energy Harvesting: The State of the Art*. *Renew Energy United Arab Emir*, 36(10) (2011), pp. 2641–2654.
7. Ali Haider, Bekir Sami Yilbas Influence of the configuration of the pin material on the characteristics of the thermoelectric generator *Energy Convers Manag*, 129 (2016), pp. 157–167. [ISSN 0196-8904].
8. D. Champier. Thermoelectric generators: an overview of applications. *Energy Convers Manag*, 140 (2017), pp. 167–181.
9. A creative vibration energy harvesting system to support a self-powered internet of thing (IOT) network in smart bridge monitoring. Farhangdoust, S., Mederos, C., Farkiani, B., Taheri, H., Younesian, D. 2020. *ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Proceedings (IMECE)*. 2B-2020.
10. Optimized structure of tubular thermoelectric generators using n-type Bi₂Te₃ and p-type Sb₂Te₃ thin films on flexible substrate for energy harvesting. Kobayashi, A., Konagaya, R., Tanaka, S., Takashiri, M.. 2020. *Sensors and Actuators, A: Physical* 313,112199.
11. J. M. Lopera, J. A. Rodriguez, J. M. P. Pereira, A. R. Castro, J. L. R. Vigil. Wireless sensors are powered by thermoelectric generators that collect energy. *IEEE Ind Appl Soc Annu Meet* (2016), pp. 827–834.
12. M. Guana, C. Wang, D. Xu, W. H. Liao. Design and experimental study of a low-voltage thermoelectric power collection system for wireless sensor nodes. *Energy Convers Manag*, 138 (2017), pp. 30–37.
13. M. Guana, C. Wang, D. Xu, W. H. Liao. Design and experimental study of a low-voltage thermoelectric power collection system for wireless sensor nodes. *Energy Convers Manag*, 138 (2017), pp. 30–37.
14. Патент РФ 2353047. Термоэлектрические системы производства электроэнергии. Белл Лон Е. (US). Заяв. 16.08.2004. Оpubл. 20.04.2009. Бюл. №11.
15. Термоэлектрический генератор. Воронов В.А., Даянов Т.Р., Юдаков М.А. Патент на полезную модель RU 173989 U1, 25.09.2017. Заявка № 2017105093 от 16.02.2017.
16. Термоэлектрический генератор. Кашаев Р.С. Патент на полезную модель RU 166483 U1, 27.11.2016. Заявка № 2016104154/06 от 09.02.2016.
17. Термоэлектрический генератор автомобиля/ Исмагилов Ф.Р., Хайруллин И.Х., Вавилов В.Е., Ахметов В.Р. Патент на изобретение RU 2563305 C1, 20.09.2015. Заявка № 2014113909/28 от 08.04.2014.
18. Термоэлектрический генератор. Плеханов С.И., Терекоев А.Я., Новиков В.Э., Попов И.Ю. Патент на полезную модель RU 150186 U1, 10.02.2015. Заявка № 2013141672/28 от 10.09.2013.
19. Термоэлектрический генератор с повышенным КПД. Санеев С.В., Песоцкая С.В., Лев Е.Ф. Патент на полезную модель RU 153776 U1, 27.07.2015. Заявка № 2014149275/28 от 08.12.2014.
20. Патент РФ 2 658 494. МПК H01L 35/28 (2006.01) Автономный портативный термоэлектрический источник питания. Дубков С.В. и др. Заявка: 2017112894, 14.04.2017. Опубликовано: 21.06.2018 Бюл. № 18.

21. Vacuum-Deposited Cesium Tin Iodide Thin Films with Tunable Thermoelectric Properties. Sebastia-Luna, P., Pokharel, U., Huisman, B.A.H., (...), Palazon, F., Bolink, H.J. 2022 ACS Applied Energy Materials 5(8), с. 10216-10223.
22. High-Performance Conformal Thermoelectric Generator for Environmental Monitoring. Feng, Y., Yazawa, K., Lu, N. 2022. ACS Applied Electronic Materials. 4(1), с. 197-205.
23. Performance of thermoelectric conversion device with power management module based on shallow soil-air temperature difference Ga, L., Zhang, Z., Xu, D., Li, W. 2021 Case Studies in Thermal Engineering. 28,101582.
24. Printed flexible thermoelectric materials and devices. Zang, J., Chen, J., Chen, Z., (...), Song, T., Sun, B. 2021. Journal of Materials Chemistry A. 9(35), с. 19439-19464
25. All-Oxide p-n Junction Thermoelectric Generator Based on SnO_x and ZnO Thin Films. Vieira, E.M.F., Silva, J.P.B., Veltruská, K., (...), Fenwick, O., Goncalves, L.M. 2021. ACS Applied Materials and Interfaces 13(29), с. 35187-35196.
26. A comprehensive review of Thermoelectric Generators: Technologies and common applications. Jaziri, N., Boughamoura, A., Müller, J., (...), Tounsi, F., Ismail, M. 2020. Energy Reports 6, p. 264-287
27. Harvesting performance of a planar thermoelectric microgenerator with a compact design. Estrada-Wiese, D., Santander, J., Morata, A., (...), Martin-Fernandez, I., Tarancon, A. 2021 IEEE 20th International Conference on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications, PowerMEMS 2021. pp. 108-111.

Лобанов А. В.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРЯДНЫХ ПРОЦЕССОВ В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЕ ЗАЖИГАНИЯ АВТОМОБИЛЯ

Аннотация: В статье приводятся результаты исследования разрядных процессов в микропроцессорной системе зажигания автомобиля при помощи разработанной в пакете MATLAB/Simulink схемотехнической модели распределителя напряжения.

Ключевые слова: система зажигания, разрядные процессы.

Тенденции развития современных ДВС связаны с повышением их экономичности, снижением токсичности отработавших газов, уменьшением количества обслуживающих операций. Применяемые на автомобилях контактные системы зажигания имеют ряд существенных недостатков: малая энергия искры, ее зависимость от напряжения питания, изменение параметров системы зажигания и характеристик опережения зажигания при износе механических деталей датчика-распределителя зажигания. Малая энергия искры не позволяет обеспечить устойчивую работу двигателя на обедненных смесях, что ухудшает его потенциальную экономичность. Зависимость энергии искры от напряжения питания значительно ухудшает пусковые характеристики

двигателя при низких температурах, так как при пуске при значительно разряженной аккумуляторной батарее помимо снижения оборотов вращения коленчатого вала дополнительно уменьшается энергия искры. Применение электронных систем зажигания в значительной мере позволяет устранить эти недостатки. Однако и в системах электронного зажигания реализация зависимостей УОЗ от оборотов и нагрузки на двигатель осуществляется механическими устройствами датчика-распределителя зажигания, которые подвержены износу и изменению параметров в процессе эксплуатации, что требует проведения профилактических регулировок и замены изнашивающихся элементов. Кроме того, и в классической, и в электронной системах зажигания распределение искры по цилиндрам производится посредством коммутации цепи высокого напряжения на выходе единственной катушки зажигания посредством распределителя зажигания, который является дополнительной механической системой, подверженной износу и вносящей элемент ненадежности в систему зажигания. Нередко через крышку распределителя зажигания происходит утечка тока высокого напряжения, что приводит к нарушению искрообразования или полному отказу системы зажигания. Вероятность утечки значительно повышается в сырую влажную погоду в связи с прониканием влаги в элементы распределителя. Особенно неблагоприятные условия работы датчика-распределителя зажигания на автомобилях, на которых датчик-распределитель зажигания расположен в нижней правой передней части двигателя в месте, не защищенном от воздействия грязи и брызг. Зачастую форсирование даже неглубоких луж приводит к заливанию датчика-распределителя водой и полному прекращению искрообразования.

От вышеперечисленных недостатков свободна микропроцессорная система зажигания (МПСЗ), которая реализует зависимости УОЗ от оборотов коленчатого вала двигателя, нагрузки на двигатель и температуры посредством анализа сигналов входящих в систему датчиков и осуществляет низковольтную коммутацию распределения искры по цилиндрам, т.е. на каждую пару цилиндров используется своя двухвыводная катушка зажигания. При этом

искрообразование производится сразу в двух цилиндрах – рабочая искра происходит в цилиндре, в котором происходит такт рабочего хода, а холостая искра - в цилиндре, в котором происходит такт выпуска. В системе нет подвижных механических деталей, она не подвержена износу и старению, характеристики УОЗ определяются постоянным запоминающим устройством (ПЗУ), представляющим собой микросхему, установленную в специальном гнезде-разъеме, которую легко заменить для получения характеристик УОЗ для соответствующего двигателя. В ПЗУ хранятся данные (так называемые "прошивки"), определяющие зависимости УОЗ от режимов работы двигателя. Некоторые модели МПСЗ дополнительно имеют октан-корректор – внешний переключатель, позволяющий из салона автомобиля переключать разные "прошивки" для работы, например, с разными начальными УОЗ для компенсации детонации при отклонении октанового числа топлива от заданного, при работе на газе, при использовании динамичного либо экономичного режимов движения и т.д.

С помощью микропроцессорной системы зажигания достигается более экономичная работа двигателя; при повышении его мощностных показателей исключается работа двигателя с детонацией и выполняются нормы по токсичности выхлопных газов. Эта система долговечнее и надежнее по сравнению с классической системой зажигания. В ней отсутствуют детали, подвергающиеся износу (кроме электродов свечей зажигания).

На рис. 1 представлена схематехническая модель электронного распределителя высокого напряжения, разработанная в пакете MATLAB.

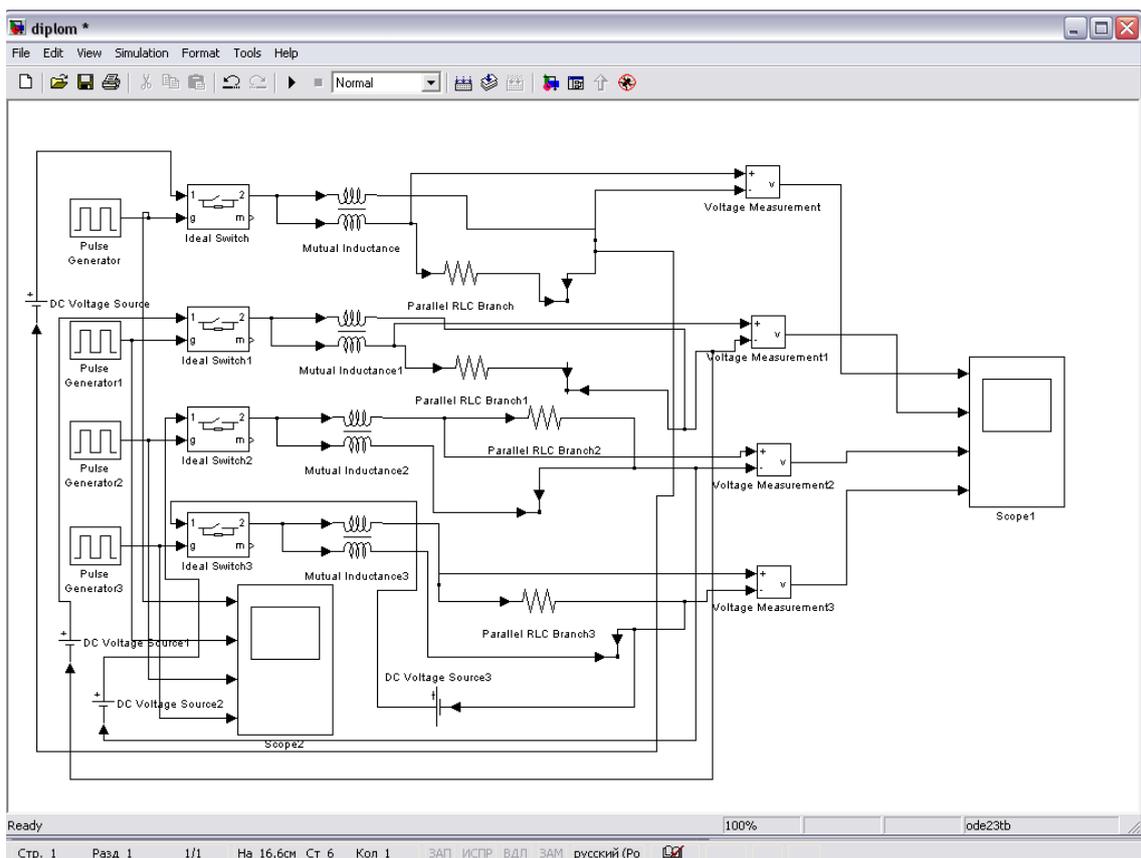


Рис. 1. Схемотехническая модель электронного распределителя высокого напряжения

Визуальная установка (рис. 1) содержит:

- источник постоянного напряжения (DC Voltage Source);
- последовательная RLC-ветвь (Series RLC branch);
- датчик напряжения (Voltage measurement);
- осциллограф (Scope);
- генератор импульсов (Pulse Generator)

В параметрах всех четырех источников постоянного напряжения (DC Voltage Source) задано напряжение питания 12 В. При этом значения тока на выходе (на свече) соответствуют реальным данным и составляют десятки ампер в емкостной стадии и десятки миллиампер – в индуктивной.

Характерные осциллограммы тока искрового разряда приведены на рис. 2.

Разработанная схемотехническая модель позволяет моделировать аварийные ситуации, когда происходит переобогащение топливовоздушной смеси, т.е. одна из свечей заливается топливом. Промокнув, свеча становится

совершенно неспособна к передаче полноценной искры. Эффективность работы такой свечи снижается. Осциллограмма работы в аварийном режиме приведена на рис. 3 (свеча № 4 залита топливом).

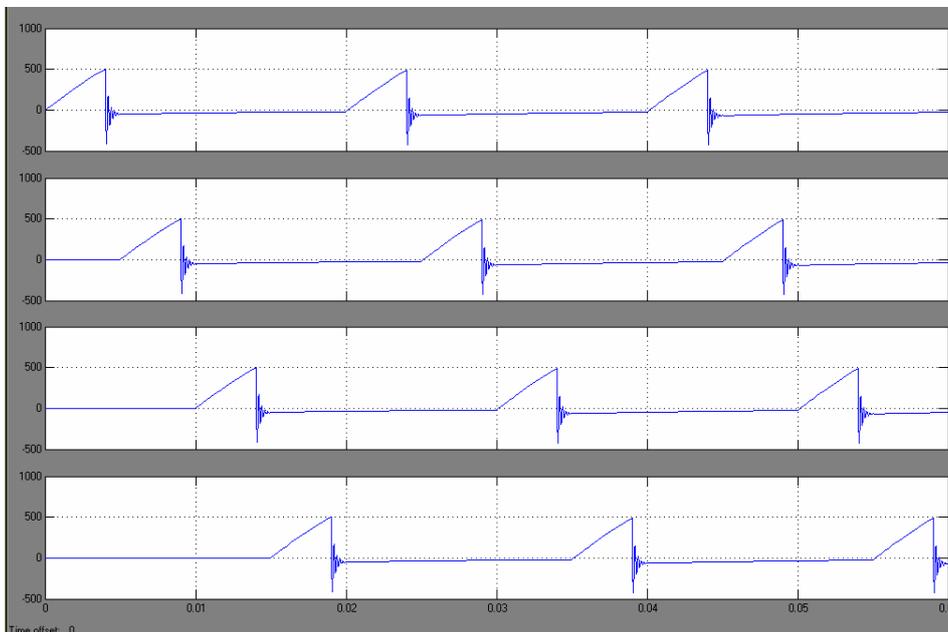


Рис. 2. Осциллограммы, полученные при стандартных параметрах распределителя высокого напряжения

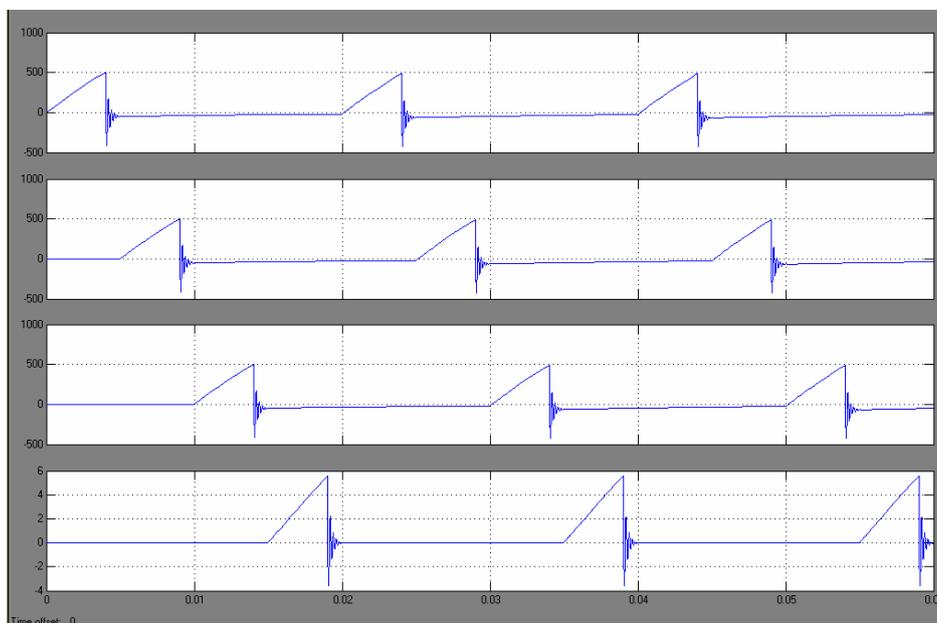


Рис. 3. Осциллограммы работы в аварийном режиме

Разработанная схемотехническая модель позволяет моделировать различные режимы работы электронного распределителя высокого напряжения,

в том числе аварийные, без использования лабораторных стендов и проведения экспериментальных запусков системы. Схемотехническая модель может быть использована для оценки эффективности автомобильных систем зажигания на этапах их разработки и исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зинин, Ю.М. Системы зажигания автомобилей: учебное пособие / Ю.М. Зинин, Ф.А. Гизатуллин; Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2008. – 61 с.
2. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.: ил.

Месропян А. В., Шабельник Ю. А., Платонов Е. А., Меркулова А. П., Галицына А. М.

Уфимский государственный авиационный технический университет

АНАЛИЗ РЫНКА ЭЛЕКТРОМОТОРНЫХ КАТЕРОВ И ЯХТ

Аннотация: В данной статье приведены результаты статистического анализа рынка маломерных судов на электродвижении в России и за рубежом. В ходе исследования были выявлены основные тенденции дальнейших исследований и разработок в области электрификации судов гражданского назначения. Анализ рынка показал, что на данный момент наибольшей популярностью пользуются суда со стеклопластиковым корпусом и водоизмещающими обводами, длиной от 7 до 8 метров, весом до 3 000 кг, и мощностью двигателя до 260 кВт. Диапазон максимальных скоростей движения электролодок на сегодня варьируется в пределах от 5,5 до 50 узлов (от 10 до 93 км/ч), а дальность хода варьируется в диапазоне от 10 до 200 морских миль (от 20 до 370 км) в зависимости от скорости и режима движения. Основным направлением разработок в вопросе электрификации судов до сих пор остается совершенствование энергетической установки, и, в частности, аккумуляторных батарей с целью снижения их веса и увеличения их удельной емкости, что в конечном итоге обуславливает автономность судна.

Ключевые слова: Электродвижение в судостроении, статистический анализ, электрификация, гибридные катера, энергетические установки, корпус судна, аккумуляторные батареи.

I. НОМЕНКЛАТУРА

В ходе анализа рынка были подробно рассмотрены параметры и характеристики следующих судов на электродвижении: Tûranor PlanetSolar, Ecovolt, Молния, Slider 210 br, Pulse 63, E-Ship 1, Energy Observer, Marilyn Bell I, Cabin Alfastreet 28, ARC One, Boesch 750 Portofino Deluxe, Candela C-7, Duffy Sun Cruiser 22, DutchCraft DC25, Frauscher 740 Mirage, Greenline 40, Hardy Hybrid 42, Hermes Speedster E, Hinckley Dasher,

Magonis Wave e-550, Marian M800 Spyder, Navier N27, Nimbus 305 Coupe E-Power, Pixii SP800, Pure Watercraft Pontoon, Q-Yachts Q30, Rand Escape 30, SAY Carbon Yachts 29 E, Silent Yachts 60, Spirit 35 Foiler, Vita LION, X-Shore Eelex 8000, 34 – Zin Z2R, Zodiac 450 e-jet, Delphia 11, X-Shore Eelex 8000 и другие электrolодки выпускаемые верфями в 18 странах.

II. ВВЕДЕНИЕ

Накопленный опыт проектирования и эксплуатации судов и ужесточение в мировой практике экологических норм и правил определяют востребованность работ для реализации следующего этапа развития судостроения – электрификации, способствующей устранению ряда проблем, связанных с использованием традиционных двигателей внутреннего сгорания. Одной из главных движущих сил запуска электрических лодок в производство является стремление снизить загрязнение воды и предотвратить причинение вреда экосистеме. Традиционные судовые двигатели внутреннего сгорания выбрасывают в атмосферу и водную среду отработанные газы, в составе которых присутствуют вредные вещества, такие как монооксид углерода, углеводороды, твердые частицы и оксиды азота. Работа тепловых двигателей сопровождается сопутствующим характерным шумом наличием выбросов продуктов сгорания в атмосферу, что не позволяет пассажирам судов в полной мере насладиться прогулкой на воде, нарушает размеренную жизнь флоры и фауны водоемов и прибрежных зон. Электродвигатель же, не требует топлива, масел и других химических жидкостей, практически не производит шума и выбросов отработанных веществ, благодаря чему может обеспечить комфорт пассажирам судна и позволит передвигаться по водоемам даже на природоохранных территориях.

Объектом исследования является маломерное судно на электродвижении.

Цель работы – определение перспектив применения электродвижения на маломерных судах и оценка их конкурентоспособности по сравнению с традиционными двигателями внутреннего сгорания.

Результаты данного анализа необходимы для постановки задач и определения исходных параметров на проектирование энергоэффективного маломерного судна на электродвижении.

III. АНАЛИЗ РЫНКА ЭЛЕКТРОМОТОРНЫХ КАТЕРОВ И ЯХТ

Суда с электродвигателями на борту начали развиваться еще в 60-х годах 20-го века. Так, калифорнийская компания Duffy Electric Boat Company начала массовое производство небольших электролодок еще в 1968 году и на сегодняшний день произвела более 10 000 единиц. Катера с солнечными панелями появились в 1980-х годах, Tûranor PlanetSolar – первое судно с солнечными батареями, совершившее кругосветное плавание, в настоящее время является самым большим представителем данного класса в мире, длина его составляет 31 метр (рис. 1) [1].



Рис. 1. Tûranor PlanetSolar

Несмотря на то, что по производственным технологиям и качеству материалов морские и речные катера российской промышленности ни в чем не уступают уровню мирового стандарта судостроения, объем экспорта низок, что может быть связано с нехваткой производственных мощностей, политической ситуацией и несоответствием наших судов европейским стандартам снижения выбросов углекислого газа в окружающую среду. Принятое ЕС постановление

от 2018 года об отслеживании уровня выбросов углекислого газа в процессе судоходства, хоть и не распространяется на маломерные суда, задает основную тенденцию развития судостроения в целом. Немаловажную роль также играет выбор «зеленой» энергии у потребителей, соперечающих экологической обстановке в мировом океане [2].

Согласно Стратегии развития судостроительной промышленности на период до 2035 года, утвержденной распоряжением правительства Российской Федерации от 28 октября 2019 г. № 2553-р, одним из трендов российского судостроения является создание судов и морской техники, обеспечивающих соблюдение международных экологических норм и правил в акватории морей и в портах, а также защиту природной среды Арктики. В рамках Федеральной целевой программы «Развитие гражданской морской техники» на 2009-2016 годы и государственной программы Российской Федерации «Развитие судостроения и техники для освоения шельфовых месторождений» за период 2009-2019 годы было выполнено более 20 НИОКР по разработке систем электродвижения и их компонентов [3].

Однако, несмотря на оснащение некоторых судов системами электродвижения, в качестве основных источников электроэнергии на отечественных кораблях и судах до недавнего времени применялись дизель- и газотурбогенераторы, либо атомные энергетические установки. Аккумуляторные батареи в основном применялись в качестве вспомогательных и аварийных источников питания [4].

Одним из первых представителей полностью электрического судна отечественного производства стало 18-метровое судно Ecovolt пассажироместимостью до 86 человек (рис. 2), созданное в инициативном порядке компанией «МорСвязьАвтоматика» и представленное на международной выставке судостроения «Нева-2019». Судно приводится в движение электромоторами, работающими на общей шине постоянного тока. Источником энергии выступают высокоэнергетические батарейные накопители. Эксплуатация таких судов планируется в Санкт-Петербурге [5].



Рис. 2. Ecovolt

Спустя год после выпуска Ecovolt, летом 2020 г., компания ООО «Молния-Фоилс» (Россия) представила первый в России маломерный электрокатер, снабженный подводными крыльями, откидной автоматической крышей, а также системой электрического питания и управления (рис. 3). Электродвигатель катера с крутящим моментом в 130 Нм способен развивать скорость до 36 узлов (67 км/ч). При минимальной расчетной скорости судно может пройти до 130 морских миль (241 км), при максимальной – 20 миль (37 км). Аккумуляторная батарея в составе Молнии может выдержать чуть больше 3 тысяч полных циклов зарядки, для ее полной зарядки требуется около трех часов [6].



Рис. 3. Электрокатер Молния

Летом 2022 года верфь Elisabeth представила первую в России глиссирующую моторную лодку с подвесным электрическим мотором – Slider 210 br с силовой установкой от Elisabeth Electric (рис. 4). Подвесной электродвигатель в 103 кВт (140 л.с.) и аккумуляторная батарея в 53 кВт/ч – позволяют добиться максимальной скорости в 30 узлов (56 км/ч). Время полного заряда аккумуляторов составляет 2,5 часа [6].



Рис. 4. Slider 210 br с силовой установкой от Elisabeth Electric

Электромоторные катера и яхты встречаются в различных исполнениях. Анализ рынка электромоторных катеров и яхт показал, что производственные компании расположены в 18 странах: Словении, Германии, Франции, Швейцарии, Швеции, Италии, Бельгии, США, Канаде, России, Португалии, Австрии, Польше, Великобритании, Дании, Испании, Финляндии и Нидерландах. На основе анализа представленного ассортимента производителей и дилеров электромоторных маломерных судов было выявлено 126 моделей различных ценовых категорий и с разными техническими характеристиками. Статистический анализ выявил следующее распределение объемной доли рынка по габаритным длинам: суда менее 5 метров – 23,8%; от 5 до 10 метров – 70,63%; более 10 метров – 4,7%. Низкой популярностью пользуются суда более 10 метров, что может быть обусловлено: дорогостоящей стоянкой судов у причалов и на зимнем хранении, которая рассчитывается согласно занимаемым квадратным метрам; сложностью транспортировки

габаритных судов на суше; стоимостью обслуживания судна, которая также рассчитывается согласно квадратуре площади корпуса; большим значением требуемой приводной мощности для преодоления сопротивления корпуса судна ходу и ограниченностью емкостей современных аккумуляторных батарей. Для более детального анализа были определены доли рынка для следующих длин маломерных судов: от 5 до 6 метров – 9,5%; от 6 до 7 метров – 18,3%; от 7 до 8 метров – 20,6%; от 8 до 9 метров – 11,9%; от 9 до 10 метров – 10,3%. В результате более подробного изучения существующих коммерческих проектов электрокатеров и электролодок выявлено, что наиболее популярными у потребителей стали суда с длиной корпуса от 7 до 8 метров. При этом вес корпуса вместе с силовыми установками варьируется в диапазонах: суда менее 5 метров – от 50 до 870 кг; от 5 до 6 метров – от 590 до 1200 кг; от 6 до 7 метров – от 750 до 2000 кг; от 7 до 8 метров – от 850 до 3000 кг; от 8 до 9 метров – от 1600 до 2600 кг; от 9 до 10 метров – от 1500 до 4300 кг; более 10 метров – более 4000 кг. Максимальные мощности приводных электродвигателей маломерных судов составляют: суда менее 5 метров – до 11 кВт; от 5 до 6 метров – до 25 кВт; от 6 до 7 метров – до 100 кВт; от 7 до 8 метров – до 260 кВт; суда более 8 метров – нет данных. Отсутствие информации о приводных электродвигателях может быть связано с тем, что некоторые модели пока на стадии разработки проекта и конечная потребная мощность не известна или не раскрыта.

Распределение рынка электромоторных маломерных судов по их назначению составляет примерно 41% спортивные, 26% прогулочные, 2% транспортные и 31% рыболовные, по режиму движения: водоизмещающие – 92%, глиссирующие – 8%. В результате статистического анализа рынка представленных к продаже моделей электросудов выявлен наиболее популярный тип маломерного судна на электродвижении: со стеклопластиковым корпусом с водоизмещающими обводами, длиной от 7 до 8 метров, весом до 3 000 кг, и мощностью двигателя до 260 кВт.

Обзор серийно выпускаемых и экспериментальных образцов маломерных судов на электродвижении показывает, что в настоящее время имеет место

интенсивный рост разработок по электродвижению, по обеспечению энергоэффективности схемно-компоновочных решений для обеспечения сопоставимых с традиционными энергетическими установками ходовыми характеристиками и реализации максимально возможной автономности хода. Обобщая вышеизложенное, можно выделить следующие достоинства электрокатеров и яхт в сравнении с судами с традиционными тепловыми двигателями:

1. Низкий уровень шума: отлично подходят для наблюдения за дикой природой, рыбалки или спокойных водных прогулок.

2. Экологичность: электрические лодки не выделяют вредных выбросов, CO₂ или закиси азота, а также исключают риск утечки масла в водоем.

3. Мгновенный крутящий момент: способны развивать большое ускорение за короткий промежуток времени, относительно быстро реагируют на управление.

4. Низкие эксплуатационные расходы: не требуют регулярного технического обслуживания двигателя, не требуют периодической проверки и заливки жидкостей.

5. Низкие эксплуатационные расходы: зарядка в течение ночи при обычной мощности 110 В (быстрее с помощью быстрого зарядного устройства) будет стоить всего несколько долларов за каждый заряд.

6. Новейшие технологии: подключение по Wi-Fi позволяет владельцам проверять уровень мощности и запускать двигатель при помощи мобильного приложения.

И в то же время, на данный момент не решены следующие проблемы, сопровождающие эксплуатацию электрифицированных судов:

1. Первоначальная стоимость: в настоящее время электрические лодки остаются относительно дорогостоящими. Однако, как и в случае с электромобилями, по мере роста их доли на рынке и развития технологий цены начнут снижаться.

2. Ограничения по дальности хода: самая большая проблема заключается в нехватке заряда аккумулятора, который может неожиданно закончиться на открытой воде. Важно внимательно отслеживать мощность двигателя судна и следить за показателем заряда аккумуляторов.

3. Необходимы зарядные станции: необходима развитая инфраструктура зарядных пунктов на причалах и в местах стоянок.

4. Низкая емкость аккумуляторов: в настоящее время ни одного аккумулятора электрической лодки не хватит на длительные поездки, что исключает возможность проведения ночных поездок и глубоководных исследований.

Анализ характеристик перспективных образцов электролодок позволяет отметить, что существенное влияние на автономность, на запас хода оказывают следующие факторы: емкость батарей, энерговооруженность судна, тип корпуса, скорость движения, режим движения, а также эффективность применяемых движителей.

Увеличение емкости батарей позволяет увеличить автономность судна, однако при этом необходимо учитывать, что увеличение емкости батарей приводит к существенному росту массы комплекса для реализации электродвижения, что, в свою очередь, увеличивает осадку корпуса судна и может привести к невозможности эксплуатации судна в глиссирующем режиме и, как следствие, к повышенному сопротивлению корпуса судна при его движении. Результаты приведенного обзора показывают, что автономность хода маломерных судов на электродвижении варьируется в диапазоне от 10 до 200 морских миль (от 20 до 370 км) в зависимости от скорости и режима движения. Очевидно, что по этому показателю реализация электродвижения существенно проигрывает традиционным энергетическим установкам и для повышения привлекательности потребительских характеристик судов с электродвижением необходимо проводить дополнительные исследования, направленные на повышение удельной емкости аккумуляторных батарей и

совершенствование рабочих процессов судовых систем для повышения энергоэффективности перспективных образцов подобной техники.

Следующим важным фактором, определяющим в целом конкурентноспособность, привлекательность и востребованность судна, является тип корпуса, поскольку именно корпус создает сопротивление движению и от него зависят ходовые характеристики судна. Тип корпуса судна определяет уровень сопротивления при движении судна в водоизмещающем и глиссирующем режиме движения, остойчивость, скорость и иные ходовые характеристики судна.

Скорость движения судна определяется согласованием работы энергетических установок (ЭУ), движителей с учетом специфики обводов корпуса, веса, загруженности, дифферента судна, режимом его движения. Обзор существующих и перспективных электролодок показывает, что диапазон максимальных скоростей движения варьируется в пределах от 5,5 до 50 узлов (от 10 до 93 км/ч), при этом на крейсерских режимах движения скорость электролодок не превышает 40 узлов (74,4 км/ч) даже для спортивных моделей.

Режим движения судна зависит от многих факторов и может определяться не только типом корпуса, спроектированного под конкретные условия эксплуатации, но и его загрузки, энергообеспеченности, согласованности работы ЭУ, движителей с учетом кривой сопротивления корпуса на различных режимах движения судна в условиях реальной эксплуатации и т.п. Глиссирующий режим позволяет снизить площадь смоченной поверхности, как следствие – снизить сопротивление движению корпуса, однако является наиболее энергозатратным. Водоизмещающий режим характерен сравнительно низкими скоростями вследствие большой площади смоченной поверхности судна и более значительной, чем в предыдущем случае, осадкой, что тоже существенно влияет на сопротивление движению корпуса судна. Обзор существующих схемно-компоновочных решений судов на электродвижении показывает, что наибольшее распространение находят суда, спроектированные на водоизмещающий режим движения.

Эффективность применяемых движителей определяется типом и количеством движителей, обеспечением режима их работы в области высоких значений КПД, согласованностью режима работы движителя и мощности ЭУ, т.е. обеспечение потребной мощности привода движителей от ЭУ на разных режимах работы. Несогласованность режимов работы движителей и ЭУ негативно сказывается на энергоэффективности судна в целом, кроме того, она может приводить к перегрузке и, как следствие, к перегреву и выходу из строя ЭУ, либо к неэффективной работе самого движителя, что может, к тому же, сопровождаться возникновением кавитационных явлений, приводящих к практически двукратному снижению тяги и к эрозии конструкционных материалов движителей. Приведенные в обзоре материалы показывают, что наибольшее распространение в качестве движителей находят гребные винты. При этом надо отметить, что гребные винты, применяемые в судах с электродвижением, изначально, как правило, проектировались под работу с ДВС, которые имеют существенные отличия по характеру внешних скоростных характеристик от электрических машин, что предопределяет необходимость коррекции геометрии движителей при работе от электрических машин для обеспечения совершенства качества рабочего процесса движителя и, как следствие и цель – реализация их максимальной энергоэффективности.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обобщая вышеизложенное, необходимо отметить, что для обеспечения конкурентоспособности маломерного судна на электродвижении судам с традиционными ДВС, необходимо уделять пристальное внимание вопросам моделирования и оптимизации рабочих процессов судна и его систем, отвечающих за автономность движения и ходовые характеристики. Существенную роль в этом имеет корректное моделирование и исследование работы пропульсивного комплекса судна, включающего, собственно сам корпус, энергетические установки, движители, поскольку именно от согласования режимов их работы зависит гидродинамическое совершенство

судна и его энергоэффективность, что, в конечном счете определяет конкурентоспособность судна на электродвижении и перспективы выхода на российский и глобальный рынки.

Решение поставленных выше задач, связанных с энергоэффективностью рабочих процессов перспективных гребных винтов и иных движителей, обеспечением оптимальных значений пропульсивных характеристик, проектированием корпусов судов, максимально приближенных к гидродинамическому совершенству предлагаемых схемно-компоновочных решений, безусловно обеспечит конкурентоспособность судов на электродвижении по отношению к судам с традиционными тепловыми двигателями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Fondation PlanetSolar - Promotion de l'énergie solaire. URL: <https://www.planetsolar.swiss/en/> (date of access: 21.09.2022).
2. Why electric boats are good for the environment URL: <https://www.rselectricboats.com/why-electric-boats-are-good-for-the-environment/> (date of the access: 20.09.2022).
3. New development: crewless hydrographic boat. URL: https://www.korabel.ru/news/comments/novaya_razrabotka_bezekipazhnyy_gidrograficheskiy_kater.html (date of access: 24.09.2022).
4. Battery powered boats - the future of shipping?. URL: <https://portnews.ru/comments/2852/> (date of access: 22.09.2022).
5. Ecovolt. Russian double-deck river electric catamaran at the Neva-2019 exhibition. URL: <https://habr.com/ru/news/t/470201/> (date of access: 18/09/2022)
6. Russian shipping. Industry Portal. "Nordic Engineering" project of a powered ferry for the line Baltiysk - Baltic Spit. URL: <https://rus-shipping.ru/ru/shipbuilding/news/?id =43139> (date of access: 24.09.2022).
7. Science and technology. URL: <https://naukatehnika.com/dizel-elektricheskie-podvodnyie-lodki-evolyucziya.html> (date of access: 20.09.2022)
8. Best electric boats: A-Z of the top hybrid and all-electric models. URL: <https://www.mby.com/features/best-electric-boats-116768> (date of access: 09/20/2022)
9. Electric Boats: The Wave of the Future? Going Green With Electric Boating. URL: <https://vanislemarina.com/electric-boats-the-wave-of-the-future/> (date of access: 22.09.2022).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ХАРАКТЕРИСТИК ЕМКОСТНОЙ СИСТЕМЫ ЗАЖИГАНИЯ С ПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Аннотация: Представлен разработанный экспериментальный стенд, позволяющий исследовать основные закономерности рабочих процессов в емкостной системе зажигания с питанием от сети переменного тока при изменении параметров, определяющих эффективность системы зажигания.

Ключевые слова: Емкостная система зажигания, немагнитный экран, повышающий трансформатор, схема удвоения напряжения, резонансные явления.

Емкостные системы зажигания с питанием от сети переменного тока находят применение в случае наличия на борту летательного аппарата источника переменного напряжения при запуске двигателя [1,2].

Преимущество такой системы зажигания по сравнению с системой, питающейся от источника постоянного тока, состоит в том, что она не имеет коммутационных или полупроводниковых преобразователей, что повышает надежность, а в некоторых случаях уменьшает вес и габариты. Кроме того, при питании от сети переменного тока более стабильна одна из основных характеристик системы зажигания – частота разрядов в свече, что обусловлено стабильностью параметров сети переменного тока. Напряжение и частота в сети переменного тока изменяются не более чем на 10 %, в то время как напряжение источника постоянного тока – аккумуляторной батареи – может изменяться от 14 до 30 В.

Принципиальная схема системы зажигания с питанием от сети переменного тока приведена на рис. 1. Источником высокого напряжения является повышающий трансформатор, работающий на выпрямительную нагрузку [3].

Система зажигания работает в режиме заряд-разряд накопительного конденсатора. Заряд накопительного конденсатора C_2 осуществляется трансформатором через схему последовательного удвоения, которая работает

следующим образом. При включении питающего напряжения (фазу в момент включения принимаем равной нулю) через диод VD_1 начинается заряд конденсатора удвоения C_1 . При достижении максимума питающего напряжения ток через VD_1 прекращается, и при уменьшении напряжения появляется ток через диод VD_2 и конденсатор C_2 . Конденсатор C_1 разряжается, заряжая при этом накопительный конденсатор C_2 . Ток через VD_2 протекает в интервале времени от положительного до отрицательного максимума питающего напряжения. После прекращения тока через VD_2 ток в цепи питания прекращается до момента, пока напряжение питания не уменьшится (по абсолютной величине) до напряжения на C_1 . В процессе отдельных циклов заряда накопительного конденсатора напряжение на нем будет возрастать. При напряжении на C_2 , достаточном для пробоя разрядника, последний пробивается и происходит разряд накопительного конденсатора на полупроводниковую свечу.

Потери и рассеяние повышающего трансформатора, зависящие от расположения трансформатора среди металлических частей системы зажигания, оказывают существенное влияние на процесс заряда конденсатора. Для того чтобы сделать независимыми параметры трансформатора от случайных характеристик, трансформатор заключают в немагнитный экран. Экран представляет собой вспомогательную металлическую конструкцию, охватывающую обе обмотки трансформатора и расположенную на пути потоков рассеяния.

Влияние экрана на параметры трансформатора происходит следующим образом. Потоки рассеяния трансформатора наводят в экране вихревые токи, поля которых противодействуют изменению потоков рассеяния.

Экран служит также демпфером, ограничивая сверхтоки, возникающие при переходных режимах. Однако экран вводит дополнительные потери в схему, причем эти потери тем больше, чем выше частота тока в обмотках.

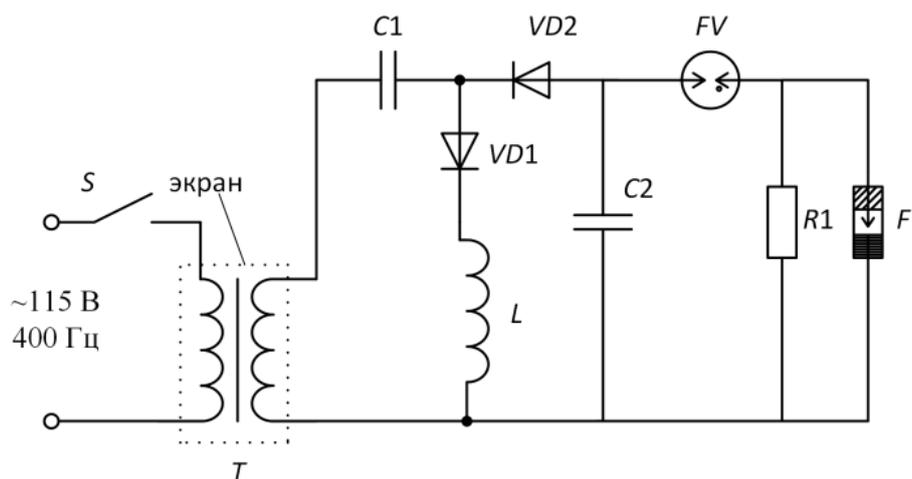


Рис. 1. Принципиальная схема системы зажигания с питанием от сети переменного тока

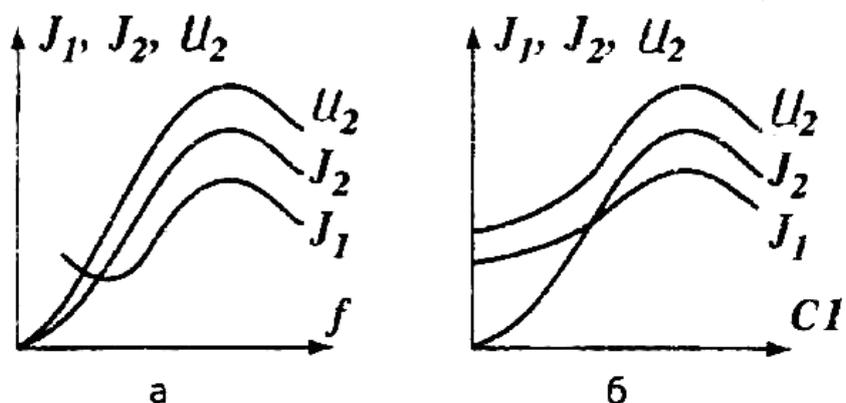


Рис. 2. Резонансные явления в системе зажигания



Рис. 3. Зависимость $J_1=f(U_1)$

Как известно, в схеме с последовательным соединением элементов R , L и C при питании от переменного напряжения наблюдается резонанс напряжений при условии $\omega L = \frac{1}{\omega C}$. Резонансные явления наблюдаются и в реальной системе зажигания, что иллюстрируется зависимостями первичного тока J_1 , среднего тока

J_3 через выпрямитель, напряжения U_2 на конденсаторе $C1$ от частоты питающего напряжения f и емкости $C1$ (см. рис.2).

При определенных сочетаниях характеристик элементов в схеме может наблюдаться феррорезонанс токов. Его проявление отразилось на зависимости тока J_1 от частоты f , где имеется минимум (см. рис. 2, а). Феррорезонанс токов в рассматриваемой схеме возникает вследствие параллельного включения нелинейной индуктивности намагничивания трансформатора и емкости удвоения C_1 . Феррорезонанс токов проявляется и в кривой зависимости первичного тока J_1 от напряжения питания U_1 (см. рис. 3).

Принципиальная электрическая схема разработанного экспериментального стенда приведена на рисунке 4. Подача напряжения осуществляется выключателями S_1 и S_2 . Величина входного напряжения изменяется с помощью автотрансформатора. Переключение элементов схемы производится ключами S_4 - S_{11} . Повышающий трансформатор со сменными экранами различной толщины вынесен на панель стенда. Частота следования разрядов в полупроводниковой свече измеряется частотомером с использованием датчика тока – измерительного трансформатора тока. Параллельно накопительному конденсатору C_2 подключена цепь, состоящая из резистора R_1 и кнопки S_3 и предназначенная для разряда накопительного конденсатора перед переключениями в схеме.

Внешний вид разработанного экспериментального стенда показан на рис. 5.

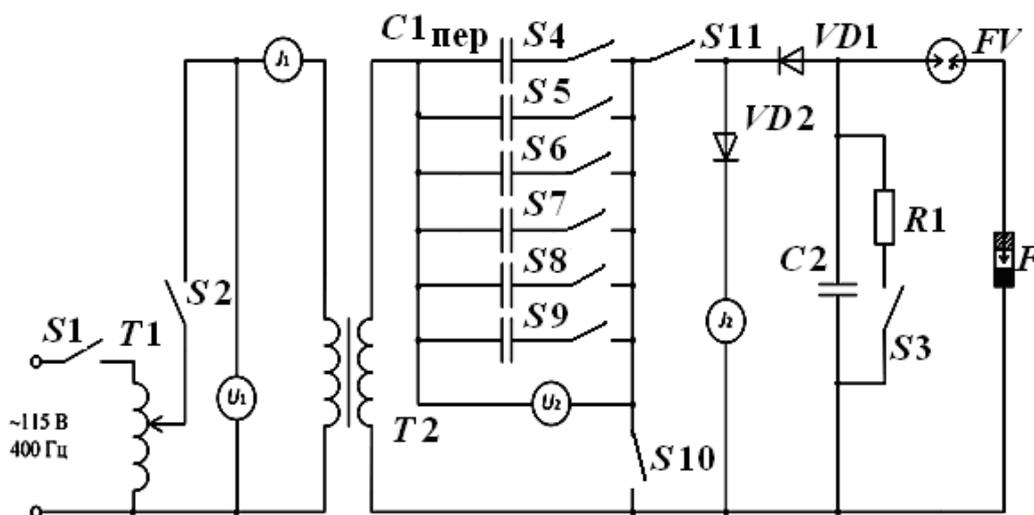


Рис. 4. Электрическая схема экспериментального стенда

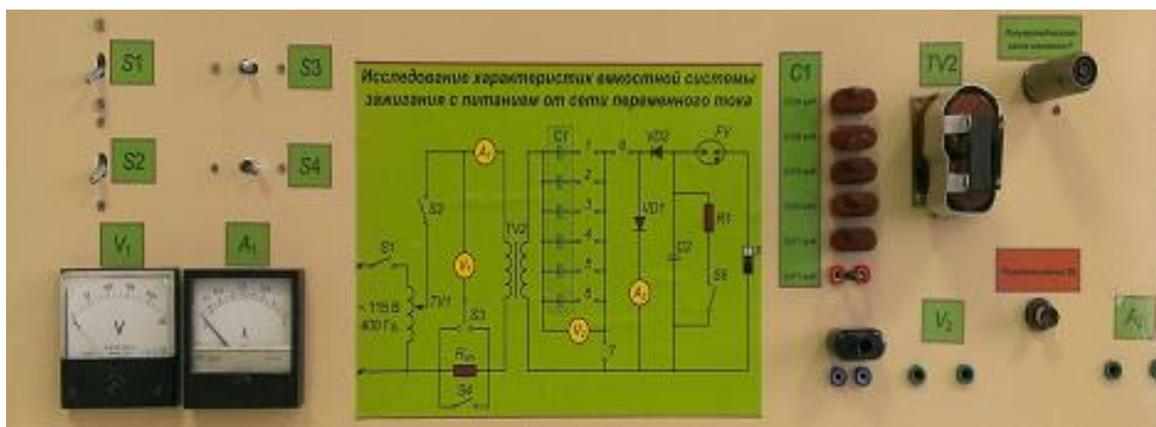


Рис. 5. Внешний вид экспериментального стенда

Разработанный экспериментальный стенд позволяет исследовать особенности процесса заряда накопительного конденсатора со схемой удвоения напряжения, влияние экрана на параметры повышающего трансформатора, закономерности резонанса напряжений и феррорезонанса токов в системе зажигания, влияние толщины экрана на величину потребляемого тока и может быть использован в ходе доводки существующих систем зажигания, исследований, обоснования новых технических решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ф.А. Гизатуллин. Емкостные системы зажигания / Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа, 2002. – 249 с.
2. Котенко П.С., Гизатуллин Ф.А. Перспективы совершенствования электрооборудования летательных аппаратов / П.С. Котенко, Ф.А. Гизатуллин: Учебное электронное издание. Уфа, УГАТУ, 2011, 240с.
3. Гизатуллин Ф.А., Салихов Р.М. Системы зажигания двигателей: практикум / Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т. – Уфа: РИК УГАТУ, 2020.– 95с

СТЕНДЫ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН¹

Аннотация: В работе проведен обзор научно-технической литературы по стендам для испытаний высокоскоростных электрических машин зарубежного и отечественного производства. Выявлены их достоинства и недостатки, а также тенденции развития испытательного оборудования в целом. Обозначены проблемы реализации указанных стендов.

Ключевые слова: Высокоскоростная электрическая машина, стенд, испытание, измерительное оборудование.

I. ВВЕДЕНИЕ

Требования к электрическим машинам (ЭМ) современных транспортных систем состоят в повышении: удельной мощности, энергетической эффективности и надежности, а также в снижении массогабаритных показателей. Эти требования реализуются путем повышения частоты вращения ЭМ. Прежде чем высокоскоростные ЭМ (ВЭМ), в частности с частотами вращения от 20 тыс. об/мин и более, будут установлены в транспортную систему, необходимо провести цикл испытаний согласно нормативно-технической документации [1, 2]. Разработка стендов для испытаний (СИ), обеспечивающих все необходимые проверки в заданных диапазонах и условиях, является актуальной научно-практической задачей, особенно в условиях импортонезависимости. В число таких испытаний, проводимых на СИ, входят:

- испытания при холостом ходе в диапазоне частот вращения ротора ВЭМ от 20 тыс. об/мин;
- технологические испытания ротора на предмет механической прочности и оценки критических частот вращения, в том числе оценка характера виброперемещения ротора;

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

– испытания в стартерном режиме, имитирующим реальный режим запуска авиационного двигателя, с питанием от внешнего источника (в случае стартера или стартер-генератора);

– испытания системы охлаждения изделий с оценкой ее эффективности.

II. ОБЗОР СТЕНДОВ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Для определения технического уровня современных разработок проведен обзор информации о существующих стендах для испытаний ВЭМ.

Известен СИ высокоскоростного генератора компании Staley Co (производство США) модель D39076 [3], в состав которого входят: приводной двигатель мощностью 184 кВт и частотой вращения 62,5 тыс. об/мин; устройство активной/реактивной нагрузки; система охлаждения и смазки испытываемого генератора. В СИ использованы высокочувствительные датчики и программное обеспечение LabView, которые позволяют снимать и обрабатывать данные измерений с высокой точностью и быстродействием.

Стенд LMP300 компании TEST-FUCHS GmbH [4] (производство Германия) для испытания стартер-генераторов постоянного и переменного тока с воздушным и масляным охлаждением мощностью до 425 кВА и частотой вращения ротора 30 тыс. об/мин. В состав СИ входят: приводной блок; гидравлический силовой блок; измерительный блок; нагрузочный блок; системный блок и блок управления двигателем; распределительный шкаф и пульт управления. Для гашения колебаний приводного двигателя и зубчатой передачи установлен пневматический амортизатор. Максимальная температура среды испытаний составляет 150°C. Отдельная система охлаждения приспособлена для охлаждения среды испытаний, трансмиссионного масла, приводного двигателя и испытываемых модулей. Встроенная система продувки позволяет исключить наличие воздуха в гидравлической системе. Недостатком конструкции [4] является относительно низкая частота вращения ротора 30 000 об/мин, высокая стоимость и зарубежное производство.

Известен СИ [5] ВЭМ средней мощности (от 30 кВт и выше) и частотой вращения более 100 тыс. об/мин, особенностями конструкции являются возможность прямого измерения крутящего момента (и скорости) ВЭМ и наличие управляемой системы охлаждения для обеспечения заданных рабочих температур во время измерений. Конструкция СИ состоит из: ВЭМ с инверторным двигателем в качестве нагрузки; мультипликатора для достижения сверхвысокой скорости и измерителя вращающего момента; специально разработанного для этого уровня частоты вращения. Структурная схема СИ представлена на рис. 1. Нагрузка СИ [5] состоит из четырехквadrантной силовой электроники, обеспечивающей работу ВЭМ, имеющей максимальную частоту вращения 25 тыс. об/мин. Инвертор работает с частотой переключения 16 кГц и максимальной мощностью 52 кВА. Мультипликатор обеспечивает соотношения: 1:1, 1:3 и 1:9. Максимальная частота вращения, обеспечиваемая последней ступенью ограничена 180 тыс. мин⁻¹, это связано с тем, что высокоскоростной подшипник требует подачи масла под давлением и на выходе мультипликатора не способен выдержать более высоких частот вращения.

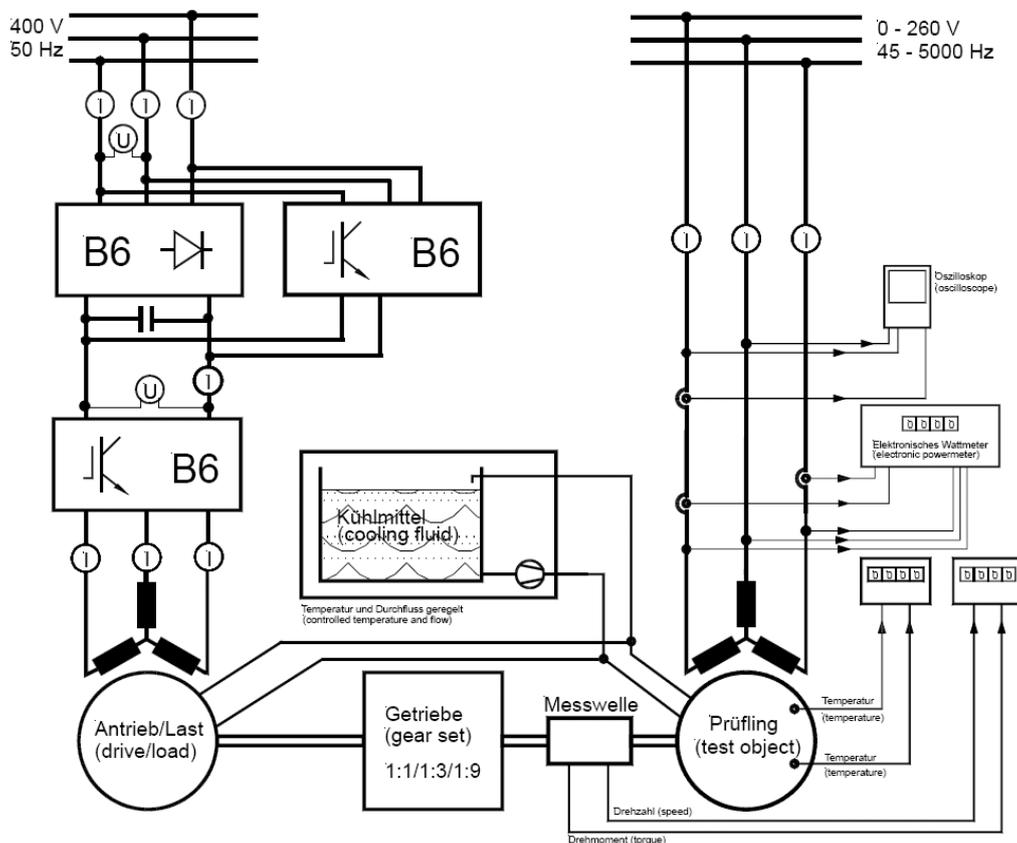


Рис. 1. Структурная схема стенда

В СИ [5] введен измерительный блок для измерения вращающего момента и частоты вращения, который способен выдержать максимальную частоту вращения 140 тыс. об/мин, при этом подшипники этого элемента снабжаются из внешнего масляного резервуара. Этот подвод масла отличается от того, который используется для высокоскоростного подшипника мультипликатора. Программный драйвер для считывания значений крутящего момента был реализован с помощью программного пакета LabView. СИ также оснащен средством для контролируемого жидкостного охлаждения испытуемых объектов, с параметрами: максимальная мощность охлаждения 13 кВт, контролируемый расход до 60 л/мин и контролируемая температура охлаждающей жидкости в области $-10...+90^{\circ}$ С. СИ содержит измерительные приборы, такие как измеритель мощности Yokogawa Precision Power Meter или Torquemeter – измеритель вращающего момента.

Достоинства СИ: прямое измерение вращающего момента и частоты вращения на высокоскоростном валу; выходные характеристики (максимальная частота вращения 140 тыс. об/мин, максимальный вращающий момент 30 Н×м и максимальная мощность 39 кВт). Основным недостатком стенда является наличие мультипликатора.

Известны испытательные станции ИС (тест-системы АХ-серии) производства компании Testek [6] (США) для испытания высокоскоростных генераторов – системы нового поколения, заменяющие такие эффективные тестовые системы как Avtron K838AT & K938. Системы АХ-серии используются в основном для испытаний при производстве ВЭМ и вводе их в эксплуатацию. С помощью ИС [6] можно испытывать широкий спектр ВЭМ, в том числе: генераторов основных и вспомогательных силовых установок; генераторов со встроенным приводом; приводов с постоянной частотой вращения; высокочастотных генераторов и стартер/генераторов; электрических машин постоянного тока. ИС компании Testek [6] содержит:

- пульт управления оператора с персональным компьютером, панель управления и универсальный интерфейсный адаптер для подключения блока управления к испытываемой ВЭМ;

- приводной механизм, который состоит из: первичного двигателя (мотора), тахометра, коробки передач (мультипликатора) для повышения и изменения частоты вращения, маслосистемы;

- блок контроля привода переменного тока обеспечивает точный контроль частоту вращения двигателя переменного тока;

- системный блок, обеспечивающий электропитанием объект контроля, систему сбора данных, систему контроля и распределения электроэнергии;

- блок контроля масла гидросистемы, обеспечивающий контроль давления, температуры и расход масла в испытываемом изделии;

- нагрузочный блок, обеспечивающий изделие активной и реактивной нагрузкой.

ИС [6] имеет возможность переключения на автоматический, полуавтоматический и ручной режимы работы. Диапазон мощностей системы 37÷1100 кВт, диапазон частот вращения приводного механизма – 30 тыс. об/мин. Система универсальна и используется для проведения эксплуатационных испытаний и проверках в послеремонтном цикле при техническом обслуживании, ВЭМ постоянного и переменного тока и стартеров/генераторов транспортных систем. ИС К838 АТ предназначена для испытаний стартеров/генераторов переменного и постоянного тока – диапазон мощностей 37÷110 кВт. ИС К938 подходит для испытания мощных ВЭМ 257÷110 кВт. Диапазон частот вращения ВЭМ составляет 15 000÷30 000 об/мин. Такая сравнительно низкая частота вращения является ее основным недостатком.

Известен СИ компании Burgi Engineers LLC [7] (США) для испытания ВЭМ мощностью до 220 кВт, его особенностями является то, что:

- в качестве привода использован высокоэффективный двигатель переменного тока с жидкостным (масляным) охлаждением и частотным управлением;

– коробка передач – мультипликатор с передаточным числом 5:1 с максимальной выходной частотой вращения 60 тыс. об/мин;

– силовой преобразователь частоты, систему рециркуляции охлаждающего масла, панель управления и панель контроля неисправностей.

Известен СИ высокоскоростных ЭМ малой мощности MICRO DYNE производства компании Magtrol [8], который не имеет аналогов при испытании ВЭМ мощностью до 4 Ватт и частотой вращения до 100 тыс. об/мин. На стенде можно испытывать малоинерционные мини- и микро ЭМ со следующими техническими характеристиками: крутящий момент от 2÷4 мН×м; с частотой вращения до 100 тыс. об/мин; мощность 4 Вт.

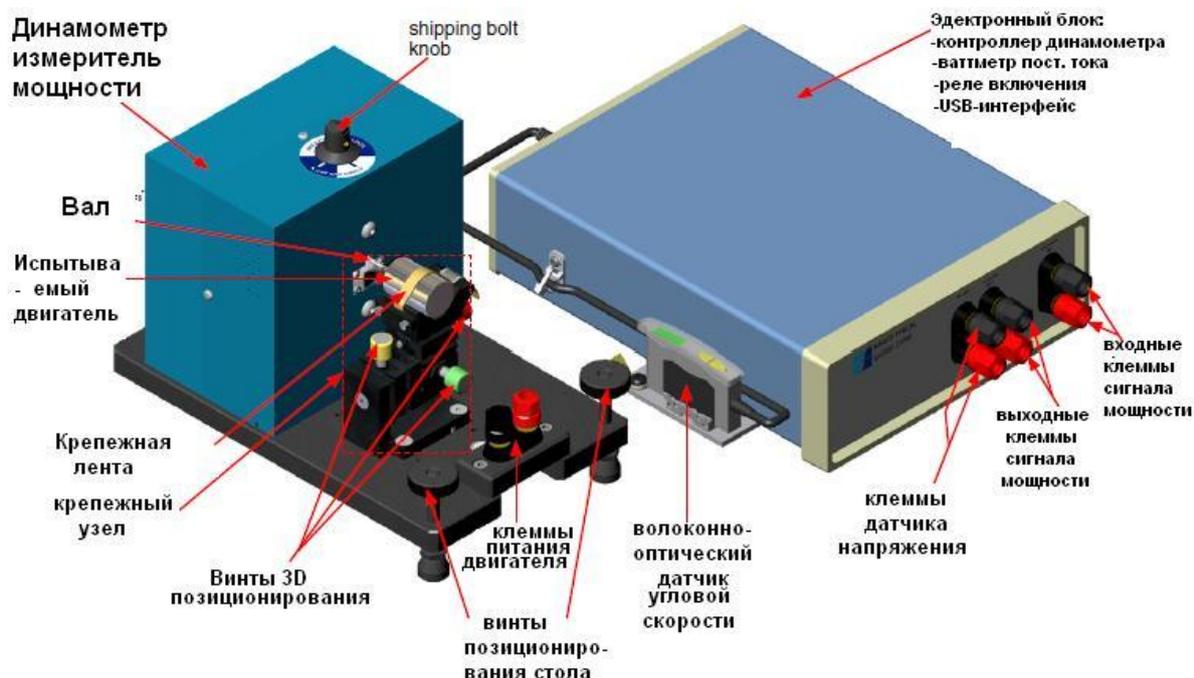


Рис. 2. Стенд для испытаний компании Magtrol

Известны СИ производства компании Stuska (PowerTest INC), SuperFlow [9] позволяющих вести испытания, соответственно, на частотах вращения от 12÷30 тыс. об/мин.

Недостатком всех вышеперечисленных конструкций является высокая цена и зарубежное производство, в современных условиях импортонезависимости их применение нежелательно или неприемлемо.

Известны отечественные СИ для ВЭМ производства НПО «ЭРГА» [10], на базе высокоэффективных ЭМ ВЭЛМА. Эти СИ поставляются в комплекте с

преобразователем частоты и системой управления, набором датчиков для сбора телеметрии и системой удаленного мониторинга REMOS. НПО «ЭРГА» проводит стендовые испытания не только высокооборотных генераторов, но и бесконтактных подшипниковых опор, с частотой вращения до 100 тыс. об/мин. СИ позволяет проводить испытания высокооборотных систем, включающих газотурбинный двигатель (ГТД).

В ГНЦ ФГУП «Центр Келдыша» создан СИ [11], предназначенный для испытаний мощных высокооборотных агрегатов в составе замкнутой газотурбинной установки.

Передовые информационные технологии как зарубежных, так и российских разработчиков испытательного оборудования опираются на среды графического программирования, такие как LabView, SCADA ZETVIEW и др., объединяющие между собой измерительные приборы и каналы управления процессом испытаний. В отдельных случаях используется специализированное программное обеспечение, написанное на языках программирования высокого уровня под конкретное испытательное и приборное оборудование.

Известны различные модули и устройства, предприятия «Электронные технологии и метрологические системы» (ЭТМС) (компания ZETLAB), на основе которых создаются системы сбора и обработки информации. Предприятие основано в 1992 году на базе СКБ ФГУП ВНИИФТРИ [12]. Продукция ZETLAB производится по программе импортозамещения. Блочномодульный принцип построения испытательных систем позволяет формировать различные программно-аппаратные комплексы, расширять возможности путем замены старых и добавления новых модулей, улучшать технические характеристики оборудования за счет замены отдельных связующих элементов. Гибкость модульных систем дает возможность получить именно ту функциональность, которая требуется для выполнения поставленной задачи. Ассортимент составляют более 100 виртуальных приборов ZETLAB, среда графического программирования SCADA ZETVIEW, средства разработчика ZETLAB STUDIO.

ООО «Научно-производственное предприятие «МЕРА» [13] – российский разработчик и поставщик бортовых ИС, управляющих и ИС для промышленных СИ использует специализированное программное обеспечение, написанное на языках программирования высокого уровня под конкретное испытательное оборудование.

Известны СИ разработки кафедры электромеханики УГАТУ:

- для послеремонтных испытаний стартер-генераторов ГС12000СТ до 9 тыс. об/мин.;
- для серийных испытаний ВЭМ от 3÷15 тыс. об/мин.;
- стенд для испытания системы генерирования на основе электромеханического преобразователя энергии с высококоэрцитивными постоянными магнитами мощностью 50 кВт и частотой вращения 12 тыс. об/мин.

Основным недостатком отечественных разработок является отсутствие универсальности, так как все указанные производители разрабатывают СИ под определенные ВЭМ, различающиеся: принципом работы; конструкцией; массогабаритными показателями и мощностными характеристиками.

Представленные СИ подходят для обслуживания электромеханического оборудования перспективных транспортных систем, таких как беспилотные летательные аппараты, летательные аппараты (региональные самолеты, небольшие и широкофюзеляжные самолеты), электротранспорт, в том числе электромобили и т.д.

Как правило, при проведении и испытаний измеряются, рассчитываются и оцениваются следующие величины: напряжение на выходе, выходной ток, мощность на входе и на выходе, коэффициент мощности, частота вращения, виброускорение ротора, крутящий момент, температура, КПД испытуемого изделия, отработка заданных циклов по их продолжительности, величине нагрузки и т.д.

Для комплектации СИ измерительным оборудованием отечественного производства, позволяющим обеспечить быстродействие и точность при испытаниях, предлагается следующий перечень.

Система анализа вибраций, состоящая из аналогового датчика виброперемещений ДВА-301М (АО НПП «СЭЛХА») [14]. Система предназначена для контроля вибрации в системах блокировки агрегатов при эксплуатации в нормальных и взрывоопасных средах. Использование аналогового датчика позволяет повысить быстродействие систем обработки соответствующих сигналов и ускорить аварийное отключение изделий и неисправных элементов СИ.

Для измерения температуры находят применение:

– термосопротивления, например, ДТС324 фирмы «Овен» [15], имеющих удобное винтовое крепление к корпусу испытуемого изделия. Измерение температуры в системах жидкостного охлаждения СИ, предусматривает наличие не менее трех каналов.

– микроэлектронные датчики температур на основе легированных синтетических алмазов ДТ-20 (производство АО НИИФИ, г. Пермь) [16], имеющие миниатюрные размеры ($\square 2,6$ мм), быстродействие от 18 мс (бескорпусные) до 0,5 (корпусные) диапазон измерений от -196 до 500°C, погрешность от 0,1-1°C.

Для контроля давления в гидравлических системах смазки и охлаждения используются микропроцессорные датчики давления АИР-20/М2-МВ (НПП «ЭЛЕМЕР» [17] с протоколом Modbus RTU на основе интерфейса RS-485. Погрешность измерения от 0,1%.

Измерение высоких частот вращения производится с использованием бесконтактных датчиков, в частности оптических, например, ВС 401 (российской компании ZETLAB) [3] которые обеспечивают формирование импульсов, при этом частота повторения пропорциональна частоте прохождения тахометрической метки, установленной на валу вращающегося

объекта, в пределах диапазона чувствительности датчика. Недостатком датчика можно считать ограничение частоты до 50 тыс. об/мин.

Измерение электрических параметров нагрузки ВЭМ при высоких требованиях к точности при частоте свыше 400 Гц (например, при реализации концепции «более электрического самолета») является сложной задачей. Для промышленной частоты 50-60 Гц применяются отечественные приборы, такие, как анализатор качества электроэнергии АКЭ-824 (АКИП) [18], они позволяют измерять переменные напряжения и ток, частоту, мощность (активную, реактивную, полную), коэффициент мощности и т.д.

Известен универсальный тахометр-частотомер-счетчик времени наработки станда, ВЕХА-Т [19] производства российской компании «Тераинвест» для измерения и отображения частоты вращения вала преобразователя, фиксирование нагрузки, частоты и времени работы изделия во всех режимах и циклах. Максимальный предел измерения частоты 100 тыс. об/мин.

В ограниченном количестве на российском рынке, представлены датчики крутящего момента на частоты вращения до 50 тыс. об/мин. включительно. Известны датчики серии ТМ компании Magtrol [8], которые отличаются измерением высоких частот вращения, точностью измерений, надежностью и простотой установки. Основным преимуществом является отсутствие электронных компонентов на вращающихся частях датчика, показания снимаются индуктивным способом, пределы измерения от $0,1 \div 10000 \text{ Н} \times \text{м}$.

Известны датчики серии БИКМ [20] ООО «ФПК Космос-Нефть-Газ», которые рассчитаны на допустимую частоту вращения роторной части до 50 тыс. об/мин. Датчики выполнены по современным технологиям измерительных преобразователей механических величин (скоростей, ускорений, перемещений) и технологии интегральных схем, позволяющим создавать в едином корпусе электромеханическую измерительную и электронную преобразовательную части. Датчик со встроенным микропроцессором, берет на себя функции: кодирования информации о частоте или перемещении; обработки этой информации по

заданным алгоритмам с целью минимизации погрешностей; масштабирования сигналов и передачу информации в контроллер движения по стандартному протоколу. Конструктивными особенностями являются: конструктивная привязка к объекту заказчика; увеличенный зазор между ротором и статором (от 4 мм до 8 мм). Преимуществами датчиков БИКМ являются: возможность эксплуатации в жестких условиях (масляная среда, повышенная температура и влажность); упрощенный монтаж на объекте за счет унификации конструкции статора; погрешность измерения крутящего момента – от 0,5%; индикация результатов в физических единицах; выходные сигналы: токовый 4-20 мА, цифровой RS-232, RS-485; диапазон рабочих температур – от -50 до +85 °С; время непрерывной работы не ограничено.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали, что разработка стендов многоцелевого назначения испытаний ВЭМ является актуальной научно-технической задачей. Авторами были проведены патентные исследования в области разработки испытательного оборудования, которые позволили выявить определенные тенденции в развитии конструкций стендов для испытаний ВЭМ:

- использование быстродействующих датчиков, выполненных по передовым технологиям, для проведения высокоточных испытаний и получения достоверной информации, а также расширение параметров измерений при частотах 400 Гц на автономных изделиях, например, перспективных транспортных системах;

- обеспечение удобства установки испытуемого изделия, а также унификация стенда для проведения испытаний ВЭМ, имеющих разные габариты, с обязательным исключением децентровки и ослабления креплений;

- сокращение длительности испытаний на работоспособность за счет применения специального программного обеспечения и цифровых технологий;

- уменьшение массы и габаритов;

- отказ от мультипликаторов и механических передач;

- повышение энергетической эффективности испытаний ВЭМ в динамическом режиме и рекуперация при ресурсных испытаниях;
- построение программ и циклов испытаний с учетом минимизации энергетических затрат, использование предыдущих режимов для подготовки последующих;
- повышение надежности стендов за счет применения интеллектуализации систем диагностики и самодиагностики;
- проведение всего цикла испытаний в широком диапазоне изменения нагрузок;
- обеспечение простоты, быстродействия сбора и анализа результатов измерений и испытаний для оператора при помощи удобной пользовательской панели управления и за счет разработки нового программного обеспечения и т.д.

Анализ научно-технической литературы показал, что в Российской Федерации производители разрабатывают стенды для испытаний конкретных конструкций ВЭМ, которые существенно различаются: конструкцией, энергетическими, механическими и массогабаритными показателями, режимами работы, цикличностью, чередованием режимов и механическими факторами воздействия агрегата и окружающей среды.

Научным коллективом, при участии авторов, разработана конструкция стенда многоцелевого назначения для испытаний по [2], в стартерном и генераторном режимах высокоскоростных электрических стартер-генераторов мощностью до 150 кВА и частотой вращения до 70 тыс. об/мин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 11828-86. Машины электрические вращающиеся. Общие методы испытаний. М.: ИПК Издательство стандартов. 40 с.
2. ГОСТ Р 52776-2007 (МЭК 60034-1-2004). Машины электрические вращающиеся. Номинальные данные и характеристики. Стандартиформ 2008. 74 с.
3. Официальный сайт компании Staley Co. [Электронный ресурс] URL: <https://www.staleyco.com/product/high-speed-generator-test-stand-model-d39076/>, (дата обращения 25.04.2022).

4. Официальный сайт компании Test Fuchs. [Электронный ресурс] URL: https://www.test-fuchs.com/sites/default/files/dateien/bereich/lmp300_test-stand-for-generators-idgs-and-csds_e.pdf, (дата обращения 01.05.2022).
5. Gerling D., Hildebrand R., Hofmann H., Jungnickel K., Lange B., Pye M. Test-bench for ultra high-speed electrical drives // IEEE 11th European Conference on Power Electronics and Applications – Dresden, Germany. 2005. pp.5.
6. Официальный сайт компании Testek. [Электронный ресурс] URL: <https://www.testek.com/test-solutions/generators> (дата обращения 5.05.2022).
7. Официальный сайт компании Burgi. [Электронный ресурс] URL: <https://www.burgiengineers.com/experience/60000-rpm-test-stand/> (дата обращения 15.05.2022).
8. Официальный сайт компании Magtrol. [Электронный ресурс] URL: <https://www.magtrol.ru/> (дата обращения 01.06.2022).
9. Официальный сайт компании «Промтекс». [Электронный ресурс] URL: <https://www.prom-tex.org/about/powertest.php> (дата обращения 04.06.2022).
10. Официальный сайт компании Вэлма. [Электронный ресурс] URL: <https://w-elma.com/uslugi/proizvodstvo-uzlov-ispytatelnyh-stendov/> (дата обращения 11.06.2022).
11. Андрианов Д. И. и др. Мощные энергодвигательные установки космического назначения с газотурбинным преобразованием энергии по замкнутому циклу Брайтона и особенности их экспериментальной отработки // Инженерный журнал: наука и инновации № 7, 2016. С. 24-28.
12. Официальный сайт компании Zetlab. [Электронный ресурс] URL: <https://zetlab.com> (дата обращения 13.06.2022).
13. Каталог продукции ООО «Научно-производственное предприятие «МЕРА». [Электронный ресурс] URL: <http://www.nppmera.ru/assets/files/documentation/RKT-2016-2017.pdf> (дата обращения 20.06.2022).
14. Официальный сайт АО НПП «СЭЛХА». [Электронный ресурс] URL: <https://selha.ru/vibraciya/dva-301m> (дата обращения 22.06.2022).
15. Официальный сайт компании «Овен». [Электронный ресурс] URL: https://owennw.ru/production/7739/prod_5698559.php (дата обращения 26.06.2022).
16. Официальный сайт ОАО «НИИ физических измерений» (НИИФИ) [Электронный ресурс] URL: <https://all-pribors.ru/companies/oao-nii-fizicheskikh-izmereniy-niifi-g-penza-282/grsi-devices> (дата обращения 26.06.2022).
17. Официальный сайт компании ООО НПП «ЭЛЕМЕР». [Электронный ресурс] URL: <https://elemerufa.ru/production/datchiki-davleniya-i-manometry/datchiki-davleniya/air-20m2-mb.html> (дата обращения 30.06.2022)
18. Каталог продукции АК ИП. [Электронный ресурс] URL: https://akiptm.nt-rt.ru/images/manuals/analizatory_kachestva_elektroenergii.pdf (дата обращения 06.07.2022)
19. Каталог компании «Электроприбор». [Электронный ресурс] URL: <https://www.electronpribor.ru/catalog/73/wt3000.htm> (дата обращения 06.07.2022)
20. Бесконтактные измерители крутящего момента. [Электронный ресурс] URL: <http://www.kng.ru/prod/bikm.php> (дата обращения 06.06.2022).

СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УМНОЖИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В СОСТАВЕ ЕМКОСТНОЙ СИСТЕМЫ ЗАЖИГАНИЯ

Аннотация: В статье приводятся результаты моделирования процессов в схеме умножителя напряжения на 4 в составе емкостной системы зажигания в пакете MATLAB/Simulink. Показано, что рассматриваемая схема учетверения напряжения является оптимальной с точки зрения размеров конструкции и количества элементов.

Ключевые слова: Система зажигания, умножитель напряжения.

В настоящее время широкое распространение получили емкостные системы зажигания с полупроводниковыми свечами. Разряд в полупроводниковых свечах емкостных систем обладает высокой энергетической эффективностью и широко применяется в ГТД.

Актуальна разработка емкостных систем зажигания на основе использования различных типов эффективных преобразователей, в том числе комбинированных, включающих в себя как промежуточные узлы повышенной частоты, так и узлы умножения напряжения.

Схема повышающего трансформатора с устройством последовательного удвоения напряжения в цепи заряда накопительного конденсатора емкостной системы зажигания показана на рис. 1.

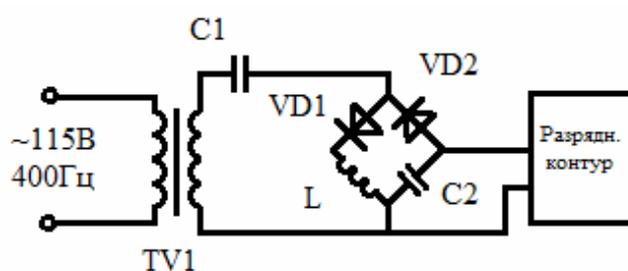


Рис. 1. Схема повышающего трансформатора с устройством последовательного удвоения напряжения в цепи заряда накопительного конденсатора емкостной системы зажигания

Устройство удвоения работает следующим образом. При подаче питающего напряжения (фаза в момент включения принимается равной нулю) через диод VD1 начинается заряд конденсатора удвоения C1. При достижении максимума питающего напряжения ток через VD1 прекращается и при

уменьшении напряжения появляется ток через диод VD2 и конденсатор C2. Конденсатор C1 разряжается, заряжая при этом накопительный конденсатор C2. Ток через VD2 протекает в интервале времени от положительного до отрицательного максимума питающего напряжения. После прекращения тока через VD2 ток в цепи питания прекращается до момента, пока напряжения питания не уменьшается (по абсолютной величине) до напряжения на C1. В процессе отдельных циклов заряда накопительного конденсатора напряжение на нем будет возрастать.

Для ограничения тока, протекающего через диоды VD1 и VD2 при разряде накопительного конденсатора C2 через разрядный контур, в их цепь включается дроссель L и резистор [1].

Достоинствами такой схемы является простота, малая масса элементов, входящих в состав преобразователя. Благодаря использованию умножителя напряжения снижаются также и габариты агрегата зажигания.

Однако схема удвоения напряжения не позволяет достаточно снизить массу и габариты устройства, так как размеры трансформатора, используемого в схеме, остаются достаточно большими, что позволяет задуматься об использовании иной схемы умножения напряжения. Также существенно снизить размеры трансформатора позволит использование транзисторного преобразователя [1, 2].

Так как емкостные системы зажигания необходимо совершенствовать, снижая массу и габариты агрегатов зажигания, то в настоящее время перспективной улучшению систем зажигания является разработка комбинации схемотехнических решений умножителей напряжения и транзисторных преобразователей для заряда емкостных накопителей в составе емкостных систем зажигания.

Практически чаще всего используют схемы с удвоением напряжения, но принципиально возможна любая кратность умножения.

На рис. 2 показана принципиальная схема разработанной емкостной системы зажигания на основе учетверителя напряжения.

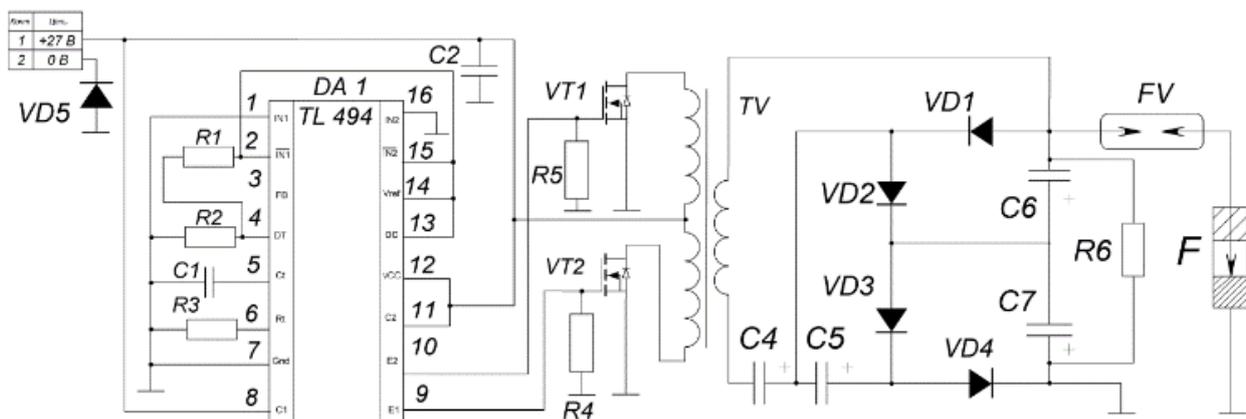


Рис. 2. Принципиальная схема емкостной системы зажигания на основе учетверителя напряжения

Данное устройство можно разделить на несколько основных частей:

- генератор (ШИМ-контроллер TL494);
- силовые ключи;
- трансформатор;
- умножитель напряжения.

Генератор – создает управляющие импульсы определенной частоты и скважности для силовых ключей.

Силовые ключи – включают или отключают подачу напряжения на обмотки трансформатора под управлением управляющих импульсов.

Трансформатор – в данном случае преобразует низкое первичное напряжение (амплитудное значение – 27 В) в высокое вторичное (амплитудное значение – 700 В).

Умножитель напряжения – выпрямляет и учетверяет значение напряжения (700 В AC -> 2800 В DC).

Для защиты схемы от переплюсовки на входе схемы стоит диод. Схема управления управляет силовыми ключами. Импульсы, сформированные ключами, подаются на трансформатор. Напряжение с трансформатора поступает на умножитель, после чего – на нагрузку.

Схема представляет собой двухтактный преобразователь напряжения, выполненный с использованием специального ШИМ контроллера (микросхема TL494). В качестве силовых ключей (VT1 и VT2) использованы полевые

транзисторы. Элементы C1 и R3 задают частоту преобразователя, которая вычисляется по известной формуле.

На рис. 3 приведена модель учетверителя напряжения, используемого в рассматриваемой схеме. Генератор, силовые ключи и трансформатор замещены источником переменного напряжения TV частотой 10 кГц. Элементы собственно умножителя на 4 для удобства исследования имеют те же расположение и обозначение, что и в принципиальной схеме на рис. 2.

Осциллограммы напряжения на входе и выходе учетверителя, полученные в результате моделирования, показаны на рис. 4.

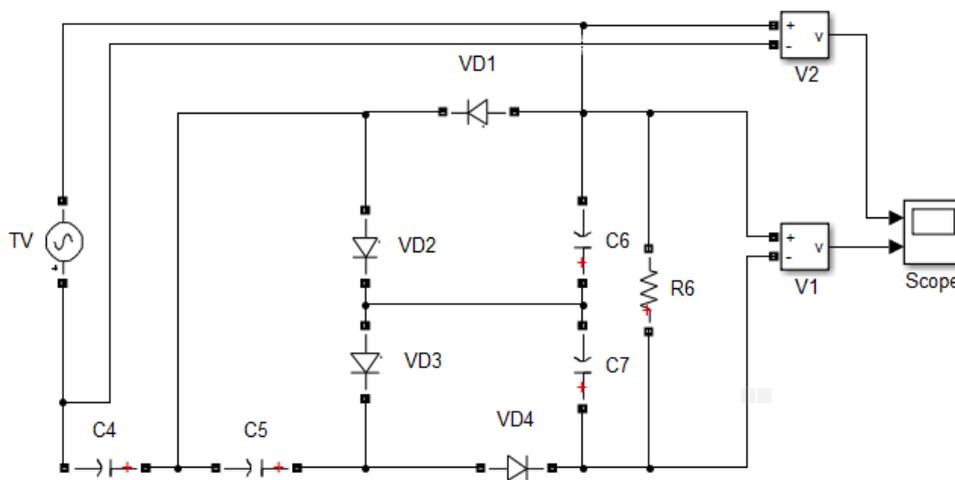


Рис. 3. Модель учетверителя напряжения

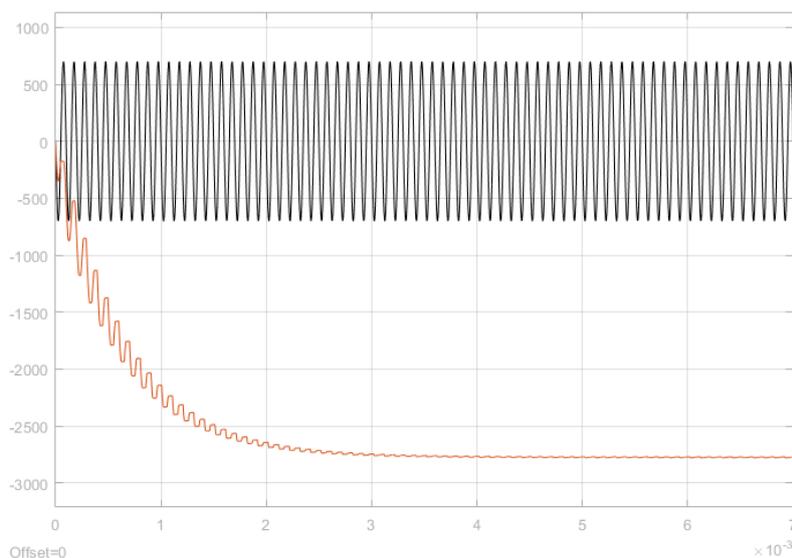


Рис. 4. Осциллограммы на входе и выходе учетверителя напряжения

Как видно из рис. 4, амплитудное напряжение величиной 700 В на выходе трансформатора выпрямляется и умножается на 4 (амплитуда 2800 В).

Используемая кратность умножения (в 4 раза) обусловлена конструктивными особенностями. Схемы с умножением напряжения позволяют уменьшить размеры трансформатора и накопительных конденсаторов, используемых в схеме. Чем меньше трансформатор, тем схема умножения должна иметь более высокую степень умножения напряжения. Но схема с большим количеством элементов сильно увеличивает размеры конструкции и количество элементов. Тем самым, оптимальный баланс между размерами трансформатора и схемой умножения позволяет достичь схема учетверения напряжения [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гизатуллин Ф. А. Емкостные системы зажигания. изд : УГАТУ, Уфа. 2002 – 249 с.
2. Билибин К.И., Власов А.И., Журавлева Л.В. и др. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: Учебник для ВУЗов. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 528 с.
3. Гайно Е., Москатов Е. Радиолюбительские расчеты на компьютере. – Радио, 2005, №6, с. 55, 56, №7, с. 55, 56.

Volskiy S.¹, Sorokin D.², Skorokhod Y.²

¹Moscow Aviation Institute

²Design bureau Transconverter LLC

DC/DC CONVERTER WITH BIPOLAR OUTPUT VOLTAGE FOR GRID-CONNECTED SOLAR PHOTOVOLTAIC SYSTEM

Abstract: Converter DC/DC with the output bipolar voltage for grid-connected solar photovoltaic system is presented. This converter is meant for power supply of a three-level output converter DC/AC. Proposed power circuit of the input DC/DC converter has one power choke which has a current frequency two times higher than the switching frequency of power transistors. Thus, the selected input converter has a comparatively low mass and cost. The disadvantage of the concerned converter is that unbalanced bipolar load is the cause of the appearance of an output asymmetrical bipolar voltage. In some operating modes, a three-level DC/AC output power converter can become such a load. The mathematical description of the proposed converter is developed for an unbalanced bipolar load. For this case, an operation algorithm of switching power transistors is proposed. The test results of the converter DC/DC prototype with output bipolar voltage are presented. The prototype has a bipolar voltage ± 270 V and an output power 21 kW. The article is of interest for electrical engineering specialists who develop input DC/DC converter for grid solar photovoltaic systems.

Keywords: converter DC/DC, bipolar voltage, solar photovoltaic systems, unbalanced bipolar load.

I. INTRODUCTION

Since the beginning of the 21st century, interest in alternative energy has been constantly growing. First of all, this is associated with grid-connected solar photovoltaic system (SPS), wind farm and small hydro. For example, US Department of Energy expects an increase in the market of SPS to 20-30 billion dollars by 2030. There is also support of renewable energy sources in Russia confirmed in [1]-[3]. According to CIS Electric Power Council, the total installed capacity of the renewable energy in Russia is 55 190 MW [1], [2], [4]. It concludes the total capacity of SPS, wind power plants, small hydro, geothermal power stations, geothermal and solar heat supply [1], [2], [4]-[9].

SPS are advanced renewable energy sources which have by human reckoning exhaustless energy source (more than 5 billion years). Due to the constructive simplicity, the possibility of installing photovoltaic panel (PV) on the roofs of detached houses, public facilities, easy maintenance, SPS will be widely used in electric power engineering. They can operate anywhere in the world both at the equator and in Antarctica. At the same time, ambient temperature and the availability of water resources do not make any difference for the operation of SPS. Only PV access to sunlight is necessary.

In a generic form SPS contains PV, the input converters DC/DC, energy storage system (ESS) and the output converters DC/AC.

PV provides the conversion of solar energy into DC electrical energy. The input converter DC/DC completes two tasks. The first task is to convert the DC electrical energy generated by PV into the electrical energy with stabilized DC voltage value. The second task is related to the requirement to obtain the maximum possible power from the PV, which depends on the amount of available sunlight, shading, solar panel temperature and the load's electrical characteristics. As these conditions vary, the load characteristic (impedance) that gives the highest power transfer from PV changes. The second task is completed by using the well-known maximum power point tracking (MPPT) for the applied PV [10]-[12].

ESS accumulates the electrical energy when the solar energy is “overflowed” or transmits the electrical energy under unfavorable climate conditions (for example, when PV is shading) or stabilize the electrical grid by leveling out peak loads. Usually, ESS contains a chemical electrical energy storage (battery) and a charge/discharge controller, as the varying voltage and current from the PV array requires constant adjustment to prevent damage from overcharging.

The output DC/AC converter provides the transmission of electrical energy to a three-phase AC grid. There are a lot of power circuits of such output converters [13]-[18]. Among them, single-level DC/AC output converters are widely used in SPS (Fig. 1), where A1-DC is the input converter DC/DC, A2-AC is the output single-level converter DC/AC.

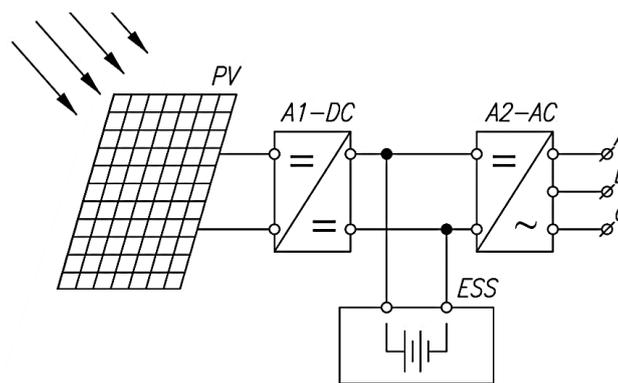


Fig. 1. SPS with a single-level DC/AC output converter

The advantage of the single-level A2-AC converter is a simplicity of the power circuit and of the control system. The disadvantage of the converter is a relatively high total harmonic distortion (THD) of the output voltage.

Three-level output DC/AC converters can also be used in SPS, as show Fig. 2. Such A2-AC converters compared to single-level converters have lower THD what is one of the main advantages. Furthermore, power IGBT with a lower operating voltage can be used in a three-level converter. Despite the complicated power circuit and control system, such output DC/AC converters, taking into account these benefits, may be preferred.

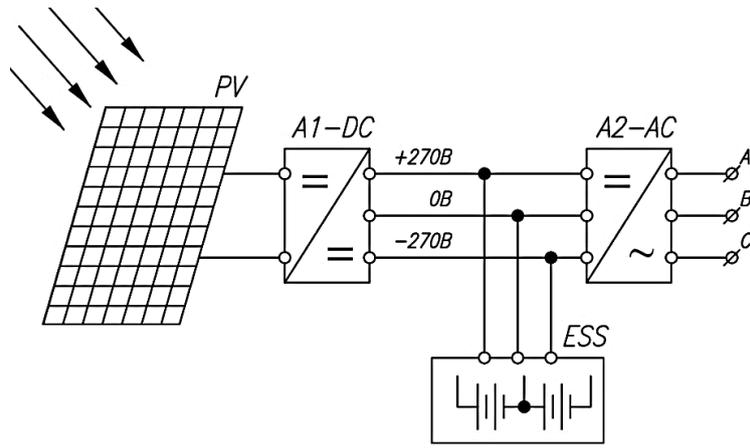


Fig. 2. SPS with a three-level output DC/AC converter

For SPS showed in Fig. 2 the input A1-DC converter must have bipolar output voltage. For this case a power circuit is proposed which is presented in Fig. 3 where R_P and R_N are generalized loads of the power circuit of the three-level output A1-AC converter and ESS. The advantage of such a power circuit is a one power choke L1 which has a current frequency 2 times higher than a switching frequency of power transistors. Due to what, the proposed input A1-DC converter has a low mass and cost.

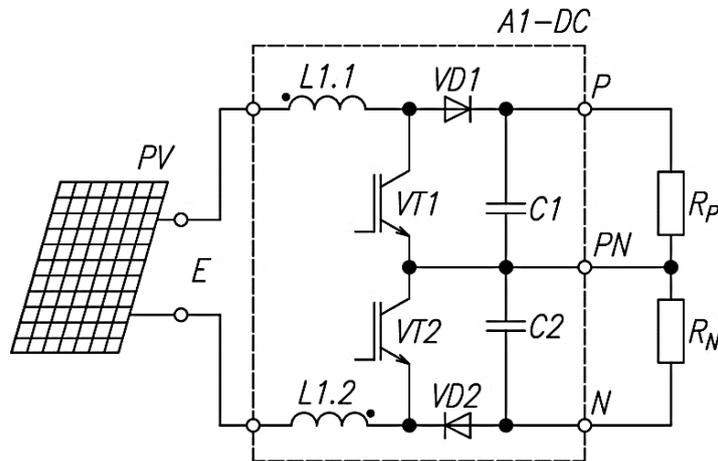


Fig. 3. The proposed power circuit of the input A1-DC converter

The drawback of the proposed power circuit is that an unbalanced bipolar load causes the appearance of an asymmetrical bipolar output voltage on C1 and C2 capacitors. Such a case may occur in several operating modes of the three-level output A2-AC converter. For this reason, in this article, a mathematical description of the considered input A1-DC converter is developed for the unbalanced bipolar load.

II. DEVELOPMENT OF CONVERTER MATHEMATICAL MODEL

We assumed the use of ideal power transistors (VT1, VT2) and diodes (VD1, VD2) that is:

- the forward drop when transistors and diodes are ON is equal to zero;
- the current flowing through the OFF transistor and diodes is equal to zero;
- the switching time of transistors and diodes is equal to zero.

For the proposed power circuit of converter A1-DC (Fig.3) we have compiled a system of differential equations according to Kirchhoff's laws [19]-[21] for the vector of the state variable $\mathbf{x}_1 = (i_L \ u_{C1} \ u_{C2})^T$:

$$\begin{cases} e = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + \overline{d_{VT1}} u_{C1} + \overline{d_{VT2}} u_{C2} \\ i_L \overline{d_\Sigma} = C \frac{du_{C1}}{dt} + C \frac{du_{C2}}{dt} + \frac{u_{C1}}{R_P} + \frac{u_{C2}}{R_N} + A, \\ i_L d_\Delta = C \frac{du_{C1}}{dt} - C \frac{du_{C2}}{dt} + \frac{u_{C1}}{R_P} - \frac{u_{C2}}{R_N} \end{cases} \quad (1)$$

where R_L is active resistance of the choke L1 winding;

$$\overline{d_{VT1}} = 1 - d_{VT1} = \begin{cases} 0, i_{VT1} \neq 1 \\ 1, i_{VT1} = 0 \end{cases} \text{ is inverse switching function VT1;}$$

$$\overline{d_{VT2}} = 1 - d_{VT2} = \begin{cases} 0, i_{VT2} \neq 1 \\ 1, i_{VT2} = 0 \end{cases} \text{ is inverse switching function VT2;}$$

$$\overline{d_\Sigma} = \overline{d_{VT1}} + \overline{d_{VT2}} \text{ is inverse resulting switching function;}$$

$$\overline{d_\Delta} = \overline{d_{VT1}} - \overline{d_{VT2}} \text{ is inverse difference switching function;}$$

$$A = 2 \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R_{PN}} \text{ is auxiliary variable.}$$

Then we passed on to state variables vector:

$$\mathbf{x}_2 = (i_L \ u_{DC} \ \Delta u_{DC})^T, \quad (2)$$

where $u_{DC} = u_{C1} + u_{C2}$ is summarized output voltage of C1 and C2 capacitors;

$\Delta u_{DC} = u_{C1} - u_{C2}$ is difference of the output voltages of C1 and C2 capacitors.

After several changings (1) we obtained:

$$\begin{cases} e = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + \frac{u_{DC}}{2} \overline{d_\Sigma} + \frac{\Delta u_{DC}}{2} \overline{d_\Delta} \\ i_L \overline{d_\Sigma} = C \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} B1 + \Delta u_{DC} B2 + u_{DC} \frac{2}{R_{NP}}, \\ i_L \overline{d_\Delta} = C \frac{d\Delta u_{DC}}{dt} + u_{DC} B2 + \Delta u_{DC} B1 \end{cases} \quad (3)$$

where $B1 = \frac{R_N + R_P}{2R_N R_P}$ and $B2 = \frac{R_N - R_P}{2R_N R_P}$ are auxiliary variables.

After setting $\mathbf{x}_2 \leftarrow \mathbf{x}_2^* (i_L^* \ u_{DC}^* \ 0)^T$ in (3) we obtained the system of equations in the steady-state mode:

$$\begin{cases} E = R_L i_L^* + \overline{D}_\Sigma u_{DC}^* \\ i_L^* \overline{D}_\Sigma = u_{DC}^* \frac{R_N + R_P}{2R_N R_P}, \\ i_L^* \overline{D}_\Delta = u_{DC}^* \frac{R_N - R_P}{2R_N R_P} \end{cases} \quad (4)$$

where i_L^* and u_{DC}^* are value of current of L1 choke and A1-DC output voltage in the steady-state operation mode.

The system of equations (4) is a mathematical model of the proposed A1-DC taking into account the connection to the output bipolar voltage of unbalanced load ($R_N \neq R_P$).

As a result, we defined:

$$i_L^* = \frac{1}{E} \left(\frac{u_{C1}^{*2}}{R_P} + \frac{u_{C2}^{*2}}{R_N} \right) = \frac{u_{DC}^{*2}}{2E} \frac{R_N + R_P}{2R_N R_P}, \quad (5)$$

Inserting (5) into the second and the third equation of the system (4), we obtained the pulse duty factor VT1 and VT2 (the ratio of the duration, when transistor is on-state, to the period) at which the voltages equality on the output C1 and C2 capacitors is achieved:

$$D1 = 1 - \frac{E}{u_{DC}^*} \left(1 + \frac{R_N - R_P}{R_N + R_P} \right), \quad (6)$$

$$D2 = 1 - \frac{E}{u_{DC}^*} \left(1 - \frac{R_N - R_P}{R_N + R_P} \right), \quad (7)$$

where $D1 = 1 - \frac{\overline{D}_\Sigma + \overline{D}_\Delta}{2}$ is pulse duty factor of VT1;

$D2 = 1 - \frac{\overline{D}_\Sigma - \overline{D}_\Delta}{2}$ is pulse duty factor of VT2;

U_{DC}^* is required output voltage value.

Obtained (6) and (7) at load unbalance R_N and R_P allow to determine the required duration values of the on-state VT1 and VT2. In case of balanced load ($R_N = R_P$), the transistors VT1 and VT2 have the same on-state duration, since (6) and (7) are the following form:

$$D1 = D2 = 1 - \frac{E}{u_{DC}^*}. \quad (8)$$

Additionally, we insert output voltage rise coefficient:

$$\beta = \frac{U_{DC}^*}{E} \quad (9)$$

and a load unbalance coefficient:

$$\mu = \frac{R}{R_P}, \quad (10)$$

where $R = R_N + R_P$ is generalized load resistance at nominal converter output power is provided. In this case, m can take values from 1 to ∞ .

It should be noted that at symmetrical loads ($R_N = R_P$) coefficient is equal to 2.

Taking into account (10) the load resistance of the converter can be expressed by the following equations:

$$R_P = R/\mu, \quad (11)$$

$$R_N = R - R_P = \frac{\mu-1}{\mu} R. \quad (12)$$

After substitution (9), (11) and (12) in (6) and (7) we obtained:

$$D1 = 1 - \frac{2}{\mu\beta}(\mu - 1). \quad (13)$$

$$D2 = 1 - \frac{2}{\mu\beta}, \quad (14)$$

It is known that pulse duty factors D1 and D2 cannot be less than zero. In this respect we rewrote (13) and (14) as:

$$D1 = 1 - \frac{2}{\mu\beta}(\mu - 1) > 0. \quad (15)$$

$$D2 = 1 - \frac{2}{\mu\beta} > 0; \quad (16)$$

After mathematical transformations we got:

$$\frac{2}{\beta} < \mu < \frac{2}{2-\beta}. \quad (17)$$

Inequation (17) determines boundary values of μ , where it is possible to contribute the equality of voltages on the output capacitors C1 and C2 by regulation of VT1 and VT2 on-state. Upon that the analysis of (17) shows that when $\beta > 2$ the equality of the output voltages on capacitors C1 and C2 is ensured for any values of μ .

Therefore, to stabilize the output bipolar voltage at unbalanced bipolar load ($R_N \neq R_P$), we propose calculating pulse duty factors D1 and D2 according to the (13) and (14). At the same time, we must check that (17) is fulfilled.

II. PROTOTYPE TEST RESULTS

The obtained calculation equations and the proposed operation algorithm with the use of (13), (14) and (17) were tested on a prototype of the converter A1-DC. The developed prototype has the input voltage 301-470 V DC, the output bipolar voltage ± 270 VDC and the output power 21 kW.

In the power circuit we used SIC transistors of FF6M12KM1 type and driver of EVAL-FFXMR12KM1DR type. We selected the switching frequency of transistors VT1 and VT2 equals 25 kHz.

As C1 and C2, we used capacitors with a capacity of 0,77 mF. Each capacitor has discharge resistors. After the switching off the power circuit, they ensure a guaranteed discharging of the output capacitors C1 and C2 to a safe voltage 42 V for 60 sec. At the same time, light indicators signal the presence of dangerous voltage on the output capacitors C1 and C2.

A choke L1 has a E-shaped core. A magnetic core of the choke is made of electrical steel belt 0.8 mm thick. The choke has the inductance equals to 0.05 mH. It should be noted that according to the principle of operation of the proposed power circuit, the operating frequency of the choke L1 is 50 kHz which exceeds twice the switching frequency of the power transistors VT1 and VT2.

The prototype was tested at input voltages as 310, 370 and 470 V and at different values of μ . As an example, there is an oscillogram of the output bipolar voltage at $\mu = 0.7$ in Fig. 4, where upper curve is output voltage on the capacitor C1 and lower curve is output voltage on the capacitor C2. The tests showed that at different values of μ , the output voltages on the capacitors C1 and C2 differ by no more than 3%.

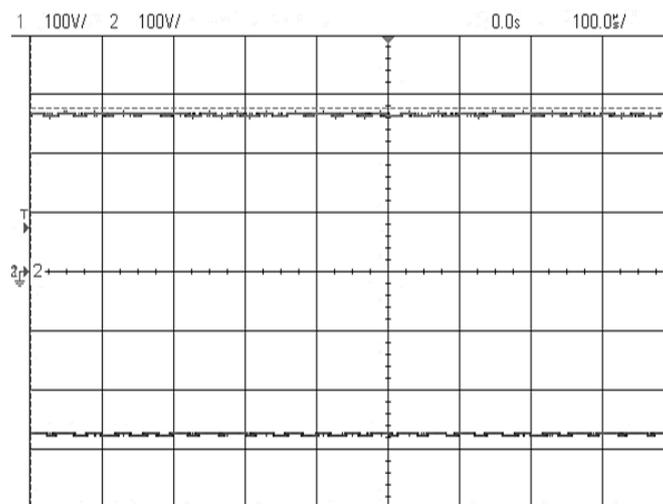


Fig. 4. The oscillogram of the output bipolar voltage

Fig. 5 shows the oscillogram of the output voltage on the capacitor C1 at load-on and at $\mu = 0,7$. As can be seen from the presented oscillogram, the output voltage takes a steady-state mode after 5 msec.

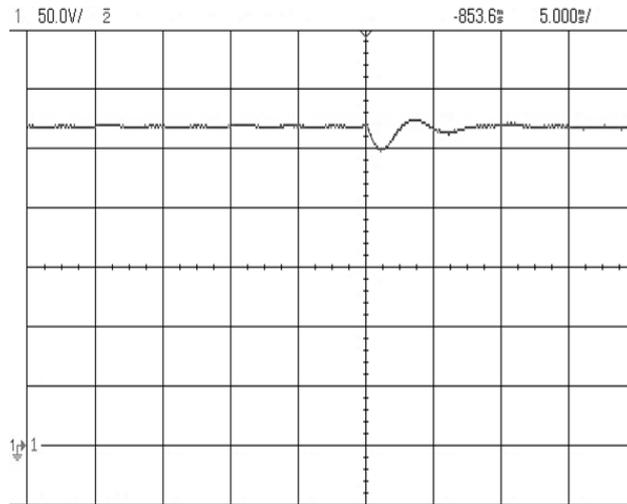


Fig. 5. The oscillogram of the output voltage at load-on

Therefore, the tests of the prototype acknowledged the correctness of the obtained calculation equations and the efficiency of the proposed operation algorithm.

III. CONCLUSION

The equations are obtained for calculating the pulse duty factor of the power transistors VT1 and VT2 at which equal values of the output voltages are achieved on the capacitors C1 and C2 depending on the bipolar load unbalance. The conditions under which the equal values of the output voltages on the capacitors C1 and C2 could be achieved are determined.

The tests of the prototype acknowledged the correctness of the obtained calculation equations and the efficiency of the proposed operation algorithm. At the same time, the output voltages on the capacitors C1 and C2 differ by no more than 3% at different values of the bipolar load unbalance.

The obtained results are of interest to electrical engineering specialists who develop the input converters DC/DC for network photovoltaic conversion systems.

REFERENCES

1. V. A. Butuzov, "The Current State of Renewable Energy Development in Russia, " *Journal of Environmental Health and Energy Study (JEEES)*, No. 1, 2022, pp. 18-29.
2. V. A. Butuzov, P. P. Bezrukikh, V. V. Elistratov, "Russian renewable energy," *Energetik*, No. 9, 2021, pp. 35-39.
3. Decree of the Government of the Russian Federation of October 24, 2020, No. 2749-R.
4. ARVE Newsletter. Renewable Energy market in Russia: current status and development prospects. July. 2021. 43 p.
5. V. V. Elistratov, *Renewable Energy*. St. Petersburg Polytechnic University Publishing House, 2016.
6. V. A. Butuzov, "Russian Solar electric power industry *Journal of Environmental Health and Energy Study (JEEES)*, No. 2, 2020, pp. 10-15.
7. O. S. Popel, M. E. Fortov, *Renewable energy in the modern world*, Publishing House of MEI, 2015.
8. V.V. Berlin, M. I. Dvoretzkaya, A. P. Zhdanova, O. G. Lushnikov, I. V. Sleva. *Renewable energy. Hydroelectric power plants of Russia*. St. Petersburg Polytech Publishing House, 2018.
9. G. V. Tomarov, A. I. Nikolsky, V. N. Semenov, A. A. Shchipkov, *Geothermal energy*, Intehenergo-Izdat. 2015.
10. R. Faranda, S. Leva, "Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems," *Wseas Transactions on Power Systems*, Issue 6, volume. 3, 2008, pp. 446-455.
11. S. Volskiy, Y. Skorokhod, D. Nitkin, S. Dykin, "Double-loop controlled grid-connected inverter, Proc. of the PCIM Europe Conference, Nuremberg, 2017, p. 1654...1659.
12. M. Miyatake, M. Veerachary, F. Toriumi, N. Fujii, and H. Ko, "Maximum power point tracking of multiple photovoltaic arrays: A pso approach," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 47(1), 2011, pp. 367–380.
13. R. K. Varma, *Smart solar PV inverters with advanced grid support functionalities*, Wiley-IEEE Press, 2021.
14. M. V. Gelman, M. M. Dudkin, K. A. Preobraschensky, *Transformative Technik*, Verlag zentrum für JUurGU, 2009.
15. S. Volskiy, Y. Skorokhod, D. Sorokin, "High-Voltage Converter for the Traction Application," *Advances in Power Electronics*, Volume 2016, Article ID 4705709.
16. N. Pluschke, T. Grasshoff, "More efficiency for 3-level inverters," *SEMIKRON International*, 2009.
17. S. Volskiy, Y. Skorokhod, "Analysis of high-voltage converters with serial connection units and with input current correction," *Proc. of the 21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Prague, 2020, pp. 133-137.
18. G. C. Zinoviev, *Power electronics*, Yureit, 2015.
19. L. A. Bessonov, V. L. Bessonov, *Theoretical foundations of electrical engineering. Electric circuits*, Yurayt, 2019.
20. V. Z. Kovalev, A. G. Shcherbakov, *Theoretical foundations of Electrical Engineering*, Ugra State University, 2017.
21. K.K. Kim, A.S. Kornev, V.O. Ivashchenko, *A guide to solving problems on the basics of the theory of linear nonlinear electrical circuits*, Publishing House of PGUPS, 2013.

REMOTE LABORATORY FOR SYNCHRONOUS MOTOR RESEARCH

Abstract: Laboratory experiments is an integral part of the training of specialists in technical areas. With the development of Internet technologies, new opportunities have appeared for the organization of laboratories for laboratory work. In addition to traditional laboratories, virtual laboratories and remote laboratories can be distinguished. In this paper, the brief overview of existing solutions for the virtual and remote electric machine`s laboratories was presented. Based on it, we propose our solution for the remote laboratory on electrical machines. The created laboratory allows conducting experiment on the study of a synchronous machine operating in parallel with the network. The paper describes the structure of the laboratory bench, as well as the technologies used to create a control interface for the laboratory bench.

Keywords: electrical machines, engineering studies, IoT, remote laboratory.

I. INTRODUCTION

The course of electric machines is one of the main courses in the field of the electrical engineering. At the end of the course, students must get theoretical and practical skills in working with electric machines. Students gain theoretical knowledge by attending seminars and lectures. To gain practical experience and get acquainted with the equipment students are able attend laboratory classes in which they study the main characteristics of machines and investigate various modes of operation of machines on a laboratory bench.

With the development of Internet technologies, it became possible to transfer educational activities to online format. This format of study has a lot of advantages, the main is the access to the learning process from anywhere in the world. This gives students more flexibility in planning their studies, and also allows to save money for students living in another city or country. However, that approach has a significant drawback associated with the organization of practical classes. Unlike theoretical classes for which all educational material can be presented in the format of video clips or textbooks, practical classes require interaction with physical equipment. It is impossible to get such experience in the conditions of online learning. In order to bring the experience gained when working with physical stands various virtual laboratories and laboratories with remote control are being developed.

Virtual laboratories are software-based laboratories that allow conducting experiments on mathematical models of the objects under study. Access to such laboratories can be arranged via the Internet for general use. The virtual laboratory is distinguished by its versatility and flexibility, since it is based on software. The main tools for creating virtual laboratories are Matlab or LabView [1,2]. These laboratories do not provide valuable practical experience, but allow for a deeper study of the physical phenomena occurring in the object under study. It is also noted that virtual laboratories improve the perception of the material studied and have more interest among students compared to physical laboratories [3].

The paper [4,5] presents virtual laboratories based on Matlab and LabVIEW software. In [4], the authors created a mathematical model of a synchronous machine connected to the grid. In the article [5], models of induction motors were created for various modes of their operation.

In the paper [6], the authors developed a virtual laboratory using virtual reality. The laboratory is designed for the study of electrical machines and transformers. The virtual laboratory is based on the V-Lab program, which manages hardware and software resources. The user's interaction with the virtual laboratory is carried out through a virtual reality headset, which uses sensors to determine the position of the head and body and transmits this information to a computer for further processing and visualization. As the authors note, this technology has great interest to students. One of the main disadvantages of this technology is the large number of wires that need to be connected from the headset to the computer.

Remote laboratories combine a physical equipment and a computer with servers running on it. Users get access to the stand via the Internet. When developing such laboratories, special attention is paid to the software that manages the laboratory bench. The main task of such software is not only to execute commands received from the user, but also to monitor the state of the equipment. Matlab or LabView are mostly used for these purposes[1,3]. These programs also allow you to use them as a laboratory server. An important aspect in such cases is the design of the user interface

and the provision of graphical information about the work of the stand[7]. To create a web application, such software as JavaScript, PHP, HTML is used.

An important feature of the laboratory with remote control is the ability to integrate them into a single system. In this case, some educational universities would be able to gain remote access to the equipment of other educational universities. The task of such unified systems is controlled access to remote equipment and data storage[8,9].

In the paper [10], the authors developed a laboratory bench with remote control for the study of electrical machines. Interaction with the bench takes place via the web interface. Students have the opportunity to adjust the rotation speed of the DC machine and the excitation current of the synchronous machine. A webcam was used to visually monitor the operation of the stand.

In addition to the described laboratories, there are hybrid laboratories in which different types of laboratory work can be combined. As an example of such a laboratory, an paper [11] can be proposed, in which the authors use Lab-Volt's software created by Festo Didactic specifically for their experimental equipment. This software contains an image of laboratory equipment that students must interact with using a computer. Students can choose the necessary equipment and conduct experiments on a virtual model. In the future, having mastered the virtual model, students can conduct the same experiments on a real stand and compare the data obtained. This approach reduces the risk of damage to expensive laboratory equipment.

This paper describes the creation of a laboratory to study the characteristics of a synchronous machine working in parallel with the network. Chapter 2 will describe the physical part of the laboratory and what the laboratory bench consists of. Chapter 3 will describe the solutions used to organize the control of the bench and carrying out the experiments. In conclusion, the results are summarized and the experiment results are given.

II. STRUCTURE OF THE LABORATORY BENCH

The structure of the laboratory stand can be divided into the following functional units: a personal computer, a control panel, a control box and experiment hardware consisting of synchronous machine combined with induction motor. The block diagram of the laboratory bench is shown in (fig. 1).

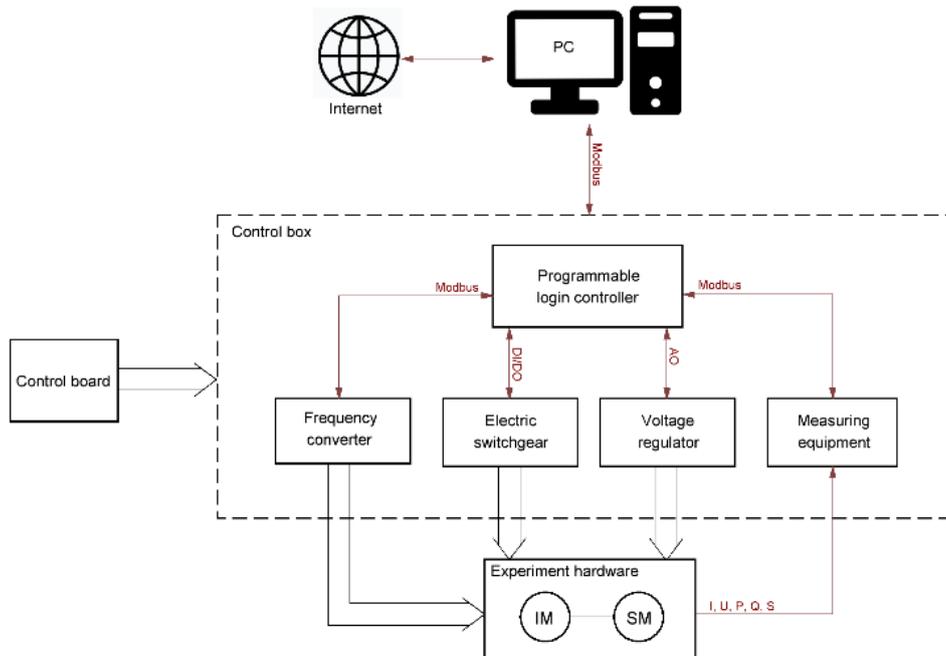


Fig. 1. Block diagram of the laboratory bench

An induction motor is used as an actuator device for a synchronous machine in a laboratory bench. The speed control of the induction motor is carried out by means of a frequency converter. The frequency converter supports two operating modes: manual control and Modbus control. For the organization of remote control, Modbus control was used.

Measuring instruments are present in the control box to control the electrical parameters of the machines. The devices allow measuring the RMS value of the current and voltage of each phase for synchronous and induction machines, active, reactive and full power, as well as the excitation current of the synchronous machine. All measuring instruments support the Modbus protocol, which will allow transmitting this data to a computer for further processing and displaying it on web pages.

The control panel is used to select the control mode of the stand. Two control modes are possible: manual and automatic mode. In manual mode, the stand is controlled using switches located on the control panel. If the automatic control mode is selected, the control of the stand goes under the control of the personal computer. This mode of operation allows the computer to control the stand remotely. The computer and the control cabinet interact via an OPC server.

III. LABORATORY MANAGEMENT INTERFACE

To be able to control the laboratory bench via the Internet, a control algorithm was developed. The structure diagram of the algorithm is shown in (fig. 2). The main element of the control interface is a laboratory PC running an HTTP server and Matlab.

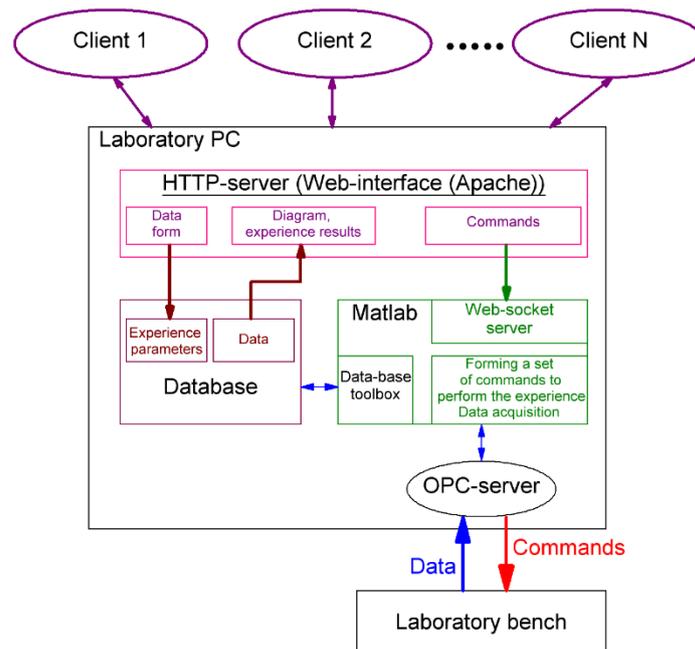


Fig. 2. Laboratory management interface

The interaction of users with the laboratory stand is carried out through the website. The site contains a list of available laboratory work, the necessary theoretical information for performing laboratory work, as well as the experimental part. As an assessment of knowledge in the course of laboratory work, students will need to perform tests of the task before the actual experiment.

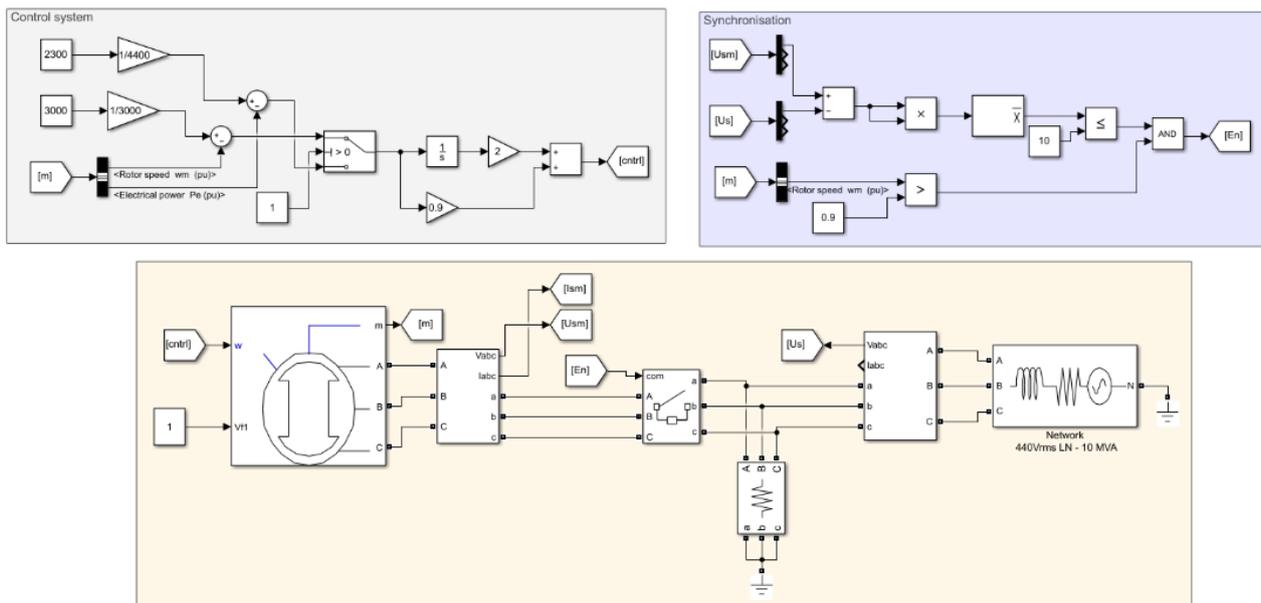


Fig. 3. Matlab model of a synchronous machine connected to the grid

To access the work, the student must go through the registration process. After registration, a personal account page will be created for him where he will be able to track the progress of his work. The results of laboratory work are stored in the database. If desired, a student or a leading teacher can receive data on the result of laboratory work.

When creating a Web site, the following technologies were used: HTML for the design of web pages, PHP for organizing the interaction of a Web site with a database, JavaScript for creating interactive elements, as well as for connecting a web page with a laboratory stand via the web-socket protocol.

Matlab is the link between the web server and the physical stand. It is connected to the server via the web-socket protocol and receives commands from it. Based on the received command, Matlab generates its own commands, which are sent via the OPC server to the laboratory bench. After carrying out the experiment, Matlab receives measured signals from the stand to transmit them to the database, which are then displayed on the user's page.

IV. RESULTS

Fig. 4 shows a laboratory bench used for remote laboratory work. The stand allows you to carry out the laboratory work on the study of a synchronous machine operating in parallel with the network.



Fig. 4. Laboratory bench for the study of synchronous machines

Laboratory work is carried out using a web interface with the ability to access from the Internet. Structurally, the laboratory work is divided into several stages. At first stage, the student is invited to familiarize with the theoretical material. Then, based on the theoretical material, the student performs assessment tests. After the theoretical part, the student should familiarize with the methodology of working with a physical stand on the example of a computer model (fig. 5). On this model, the student can perform an algorithm for synchronizing the machine with the network and obtain the V-curve characteristics of the SM. Data of V-curve characteristics are stored on a Web server in tabular form.

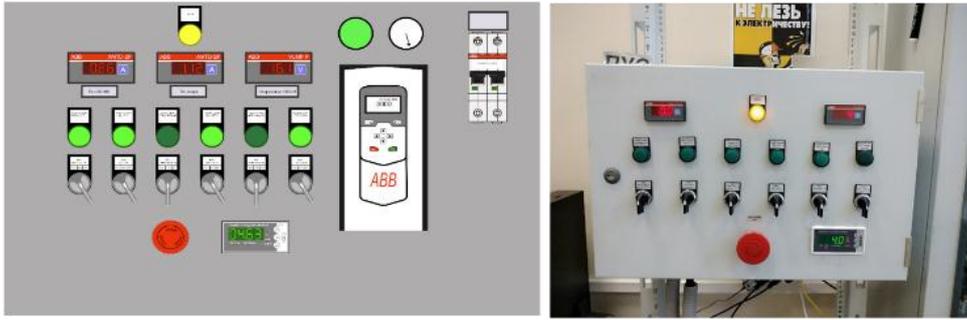


Fig. 5. Computer model of a laboratory bench

To obtain the table, a Matlab model of a synchronous machine running in parallel with the network was used (fig. 3). The model consists of the machine under study, a synchronization system and a control system. The control system allows you to adjust the rotation speed of the synchronous machine, as well as adjust the electrical power supplied by the machine to the network. The parameters of the synchronous machine were taken from the passport data of the Mecc Alte S16W-130 machine [12], which is installed in the laboratory. Based on the obtained model, families of V-curve characteristics were removed, which are used in computer model laboratory work.

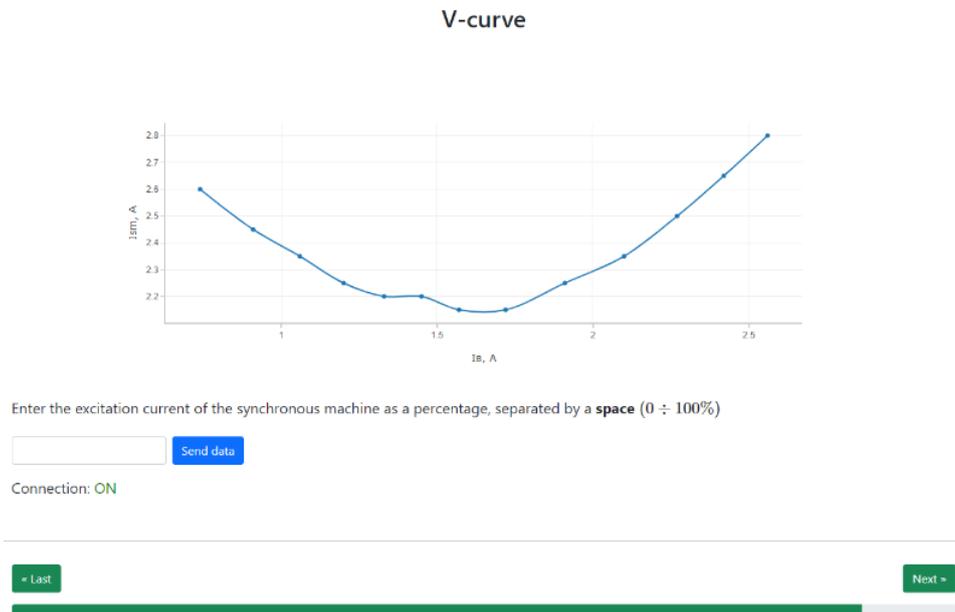


Fig. 6. V-curve characteristic of synchronous machine

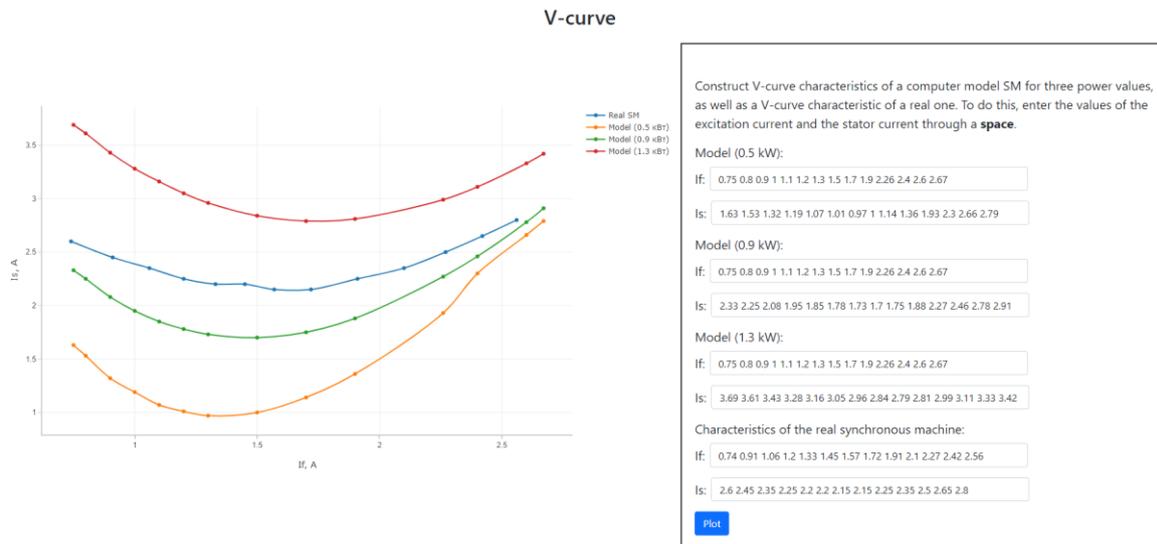


Fig. 7. V-curve characteristic model and real CM

In the final part of the laboratory work, experiments are carried out to obtain the V-curve characteristic of a real synchronous machine (fig. 6). To do this, the student specifies several excitation currents for which he wants to receive the stator current and sends them. The data gets into Matlab, on the basis of which Matlab performs an experiment to obtain the V-curve characteristic. At the end of the experiment, Matlab sends the measured data to a Web page where they are displayed as a graph. Based on the obtained graph, the student is asked to compare the characteristics of a real machine and the characteristics of a computer model of a synchronous machine (fig. 7).

V. CONCLUSIONS

This paper discusses modern technologies used to create laboratories for the study of electric machines, and also presents its own laboratory for the study of synchronous machines using Internet technologies. The created laboratory with remote control is considered as an alternative to traditional laboratories and is offered to students who do not have the opportunity to conduct laboratory work on a physical stand. It is also worth noting that the use of Internet technologies expands the possibilities of providing material in comparison with traditional manuals and textbooks, because it allows you to use an interactive interface and animation.

REFERENCES

1. Mohamed Tawfik, David Lowe, Christophe Salzmann, Denis Gillet, Elio Sancristobal, Manuel Castro, "Defining the Critical Factors in the Architectural Design of Remote Laboratories", IEEE Revista Iberoamericana de Tecnologías del Aprendizaje vol. 10, issue: 4, Nov. 2015.
2. L. Gomes and S. Bogosyan, "Current Trends in Remote Laboratories", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 12, pp. 4744-4756, Dec. 2009.
3. Susan Bobbitt Nolen, Milo D., Koretsky "Affordances of Virtual and Physical Laboratory Projects for Instructional Design: Impacts on Student Engagement", IEEE Transactions on Education vol. 61, issue 3, Aug. 2018.
4. C. S. Martis, H. C. Hedesiu, L. Szabo, B. Tataranu, F. Jurca and C. Oprea, "Electrical Machines Virtual Laboratory: Grid Connection of a Synchronous Generator", 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference.
5. Radian G Belu, Irina Nicoleta Ciobanescu Husanu "Using a Virtual Platform for Teaching Electrical Machines and Power Systems Courses", 2013 ASEE Annual Conference & Exposition.
6. B. Hasan, Y. Al-Quorashy, S. Al-Mousa, Y. Al-Sahhaf and M. El-Abd, "V-LAB – The Virtual Electric Machines Laboratory", 2020 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON).
7. Titov and E. Titov, "Delivering video content in educational platforms", 2013 International Conference on Interactive Collaborative Learning (ICL).
8. M. Tawfik, E. Sancristobal, S. Martin, G. Diaz, J. Peire and M. Castro, "Expanding the Boundaries of the Classroom: Implementation of Remote Laboratories for Industrial Electronics Disciplines", in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 7, no. 1, pp. 41-49, March 2013.
9. E. Sancristobal Ruiz et al., "Virtual and Remote Industrial Laboratory: Integration in Learning Management Systems", in IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 8, no. 4, pp. 45-58, Dec. 2014.
10. M. R. Sánchez Herrera, J. M. Andújar Márquez, A. Mejías Borrero, M. A. Márquez Sánchez "Testing Bench for Remote Practical Training in Electric", 10th IFAC Symposium Advances in Control Education.
11. Youakim Kalaani, Rami J. Haddad, Bikiran Guha "A Hybrid Simulation and Hands-On Experimentation for Electric Machines Laboratory", 2015 ASEE Southeast Section Conference.
12. "Mecc alte et16f" Accessed on: Apr. 19, 2022. [Online]. Available: http://meccalte-russia.ru/upload/iblock/35a/mecc-alte-et16f_130.pdf.

CHANGES IN THREE-PHASE RECTIFIER VOLTAGE OF AN AUTOMOBILE ALTERNATOR WHILE SIMULATING DIODE DISCONNECTION

Abstract: The failure of rectified module diodes is one of the key causes of automobile alternator malfunctions. Assessing the rectifier technical condition for the presence or development stage of malfunctions based on the monitoring parameters is a relevant problem. The authors develop analytical expressions for the voltage of a three-phase bridge rectifier when one or more diodes are disconnected. The article provides a modeling procedure for the diode disconnection in a three-phase bridge rectifier. It is established that the output voltage of the rectifier is determined by the number of operating diodes. The authors build a generalized voltage model for a three-phase bridge rectifier. This model shall help determine the number and location of faulty diodes by comparing the input and output voltage of the rectifier.

Keywords: Automotive alternator, three-phase rectifier, diode open circuit, fault modeling, analytical voltage model.

I. INTRODUCTION

The automobile alternator is a synchronous alternating-current electrical machine; however, most on-board power consumers use direct current. The rectifier module converts the three-phase alternating current of the stator winding into the direct current (unidirectional pulsating current, to be more precise) at the automobile alternator output [1, 2, 3, 4].

The rectifier diode features unidirectional conduction because its resistance during the direct connection is smaller than during the reverse connection. It passes the current directly when the voltage reaches a specific value only. For silicon-based semiconductor diodes that are widely applied in automobile alternators, this voltage level is about 0.6–0.8 V [5, 6, 7, 8].

Another specific characteristic of diodes is that their in-situ resistance is not constant; in contrast, it varies depending on the current passing through them. Fig. 1 shows the graphs characterizing the resistance impact on the output parameters of the rectifier. The chart on the left shows the dependency for an ideal diode. It shows that, when the voltage level U_0 is achieved, the diode breakdown occurs, and the current level does not affect the resistance anymore. The chart on the right shows the

dependency for a real diode. It shows that after the point where the current starts passing through the diode, a greater voltage is required to maintain a higher current level, while the resistance is reducing [9, 10].

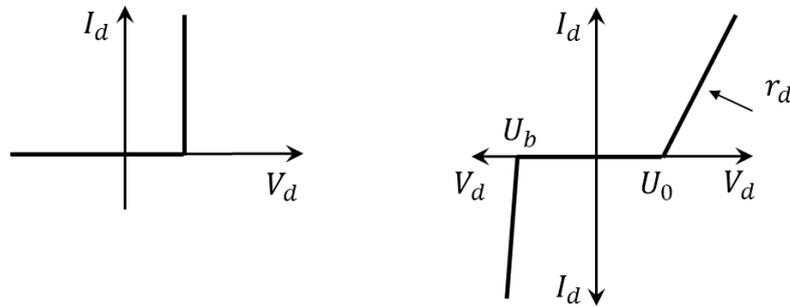


Fig. 1. The diode voltage-current diagram (ideal diode on the left, real diode on the right)

During the reverse connection, the ideal and real diodes behave differently as well. For instance, the ideal diode does not pass the current under reverse connection irrespective of the applied voltage value. The real diode has a small reverse current. When the reverse voltage reaches the breakdown voltage value U_b , the reverse current, which is several hundred-fold smaller than the direct current, increases dramatically.

The rectifier has several diodes connected in series and/or shunts. The rectifier module of an automobile alternator may comprise six to twelve diodes or more.

The purpose of this article is to study the voltage changes in a three-phase bridge rectifier of an automobile alternator during the diode disconnection modeling.

The three-phase bridge rectifier comprises six diodes divided into groups (two diodes in each group) and connected in series. The output voltage of this rectifier U_d can be described using expression (1) [11, 12, 13, 14]

$$U_d = U_2 - \Sigma U_0 - \Sigma I_d \cdot r_d \quad (1)$$

where U_d is the output voltage of the rectifier, V; U_2 is the alternating voltage at the rectifier input, V; U_0 is the threshold voltage of the diode, V; I_d is the rectifier current, A; r_d is the ohmic resistance of the diode in the forward direction, Ω .

II. THE ANALYTICAL MODEL OF A THREE-PHASE RECTIFIER DURING DIODE DISCONNECTION

Consider a case of the disconnection of one of the diodes in a three-phase bridge rectifier. Analytically, when one of the diodes is faulty the rectifier voltage can be expressed as a sum of components corresponding to four periods of the rectifier operation (Fig. 2).

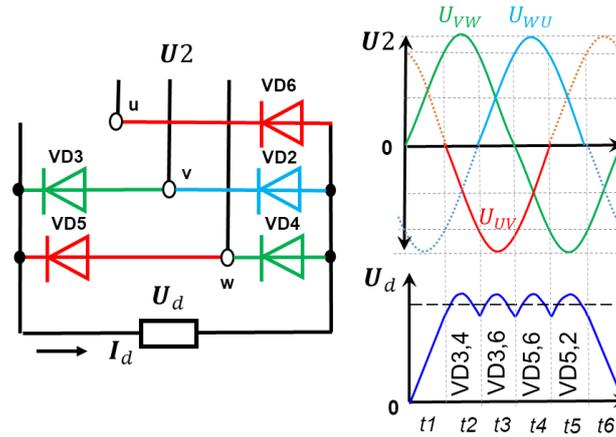


Fig. 2. The voltage generation in a three-phase rectifier when one of the diodes is completely non-functional (the unengaged part of linear voltage is shown with a dashed line)

Each of the periods has its own effective linear voltage value. During the period $t1-t3$, diodes VD3,4 operate to rectify linear voltage U_{vw} . Over the semiperiod, the rectifier voltage shall reach $(\sqrt{2}/\pi) \cdot U2$, while the voltage for this entire period will be $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$. At $t3$, diodes VD3,6 start to rectify linear voltage U_{uv} . During this period, the rectifier voltage amounts to $(2\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$. The same rectifier voltage is maintained by diodes VD5,6 during the period $t4$. Finally, during $t5-t6$, the rectifier voltage equals $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$ again.

The voltage drop in the diode can be determined by the threshold voltage ΔU and the losses in the internal ohmic resistance of the diode. The first component depends on the number of newly connected diodes during each of the periods. Within $t1-t3$, two diodes are connected, and the threshold voltage amounts to $2\Delta U$. During

other periods, only one new diode is connected, therefore the threshold voltage reaches ΔU .

The ohmic losses in the diode depend on the fraction of the current passing through the diode. If the diode is active during several periods, its total resistance is divided by the number of the periods.

Taking the abovementioned into account, expression (2) describes the rectifier voltage during each period and expression (3) describes the total rectifier voltage.

$$\begin{cases} U_d^1 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - 2\Delta U - r_d \cdot \frac{I_d}{3} - \frac{I_d}{3} \cdot \frac{r_d}{2} \\ U_d^2 = \frac{2\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - \Delta U - \frac{r_d}{2} \cdot \frac{I_d}{3} - \frac{r_d}{2} \cdot \frac{I_d}{3} \\ U_d^3 = \frac{2\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - \Delta U - \frac{r_d}{2} \cdot \frac{I_d}{3} - \frac{r_d}{2} \cdot \frac{I_d}{3} \\ U_d^4 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - \Delta U - \frac{r_d}{2} \cdot \frac{I_d}{3} - r_d \cdot \frac{I_d}{3} \\ U_d = \frac{5\sqrt{2}}{2\pi} \cdot U_2 - 5\Delta U - 5r_d \cdot \frac{I_d}{3} \end{cases} \quad (2)$$

$$U_d = \frac{5\sqrt{2}}{2\pi} \cdot U_2 - 5\Delta U - 5r_d \cdot \frac{I_d}{3} \quad (3)$$

Review the cases of simultaneous disconnection of two diodes in a three-phase rectifier. This can occur in three situations: one of the positive and one of the negative diodes linked with different alternator phases are disconnected (the Diagonal option); two diodes linked to one alternator phase are disconnected (the Line option); and two positive/negative diodes linked to different alternator phases are disconnected (the Column option).

A. Diagonal option

Analytically, when one of the positive and one of the negative diodes connected to different alternator phases are faulty (only four diodes are operational) the rectifier voltage can be represented as a sum of components corresponding to three periods of rectifier operation (Fig. 3).

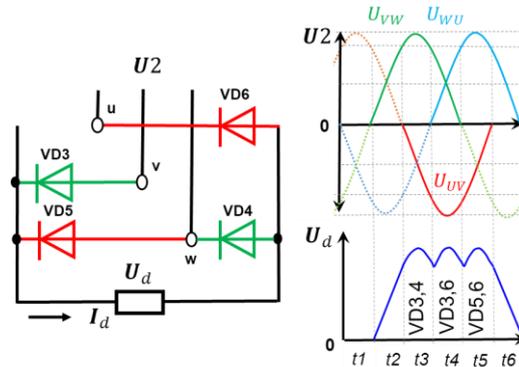


Fig. 3. The generation of a three-phase rectifier voltage when four diodes are operational (the Diagonal option)

During the period $t1$, there is no voltage at the rectifier output. During the period $t2-t3$, diodes VD3,4 rectify linear voltage U_{VW} . The rectifier voltage for this period is $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$. At $t4$, diodes VD3,6 start to rectify linear voltage U_{UV} . During this period, the rectifier voltage amounts to $(2\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$. Finally, during $t5-t6$, the rectifier voltage equals $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$ again.

Expression (4) describes the rectifier voltage during each period and expression (5) describes a total rectifier voltage.

$$\begin{cases} U_d^1 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U2 - 2\Delta U - r_d \cdot \frac{I_d}{3} - \frac{2r_d}{3} \cdot \frac{I_d}{3} \\ U_d^2 = \frac{2\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U2 - \Delta U - \frac{r_d}{3} \cdot \frac{I_d}{3} - \frac{r_d}{3} \cdot \frac{I_d}{3} \\ U_d^3 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U2 - \Delta U - \frac{2r_d}{3} \cdot \frac{I_d}{3} - r_d \cdot \frac{I_d}{3} \end{cases} \quad (4)$$

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U2 - 4\Delta U - 4r_d \cdot \frac{I_d}{3} \quad (5)$$

B. Column option

Analytically, when two diodes connected to one alternator phase are faulty (three diodes are operational) the rectifier voltage can be expressed as a sum of components corresponding to two periods of the rectifier operation (Fig. 4). The negative diode VD2 cannot pass the current as it does not have a positive counterpart.

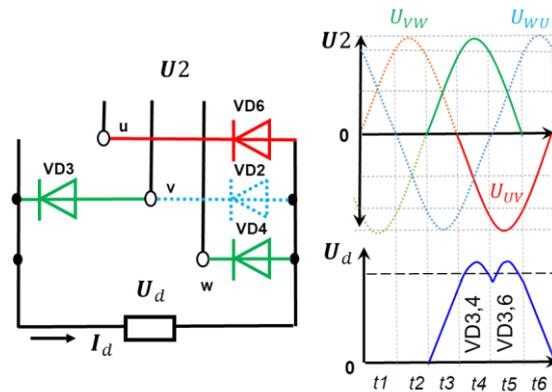


Fig. 4. The generation of a three-phase rectifier voltage when three diodes are operational

During the period $t1-t2$, there is no voltage at the rectifier output. During the period $t3-t4$, diodes VD3,4 rectify linear voltage U_{VW} . The rectifier voltage for this period is $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$. During the period $t5-t6$, diodes VD3,6 start to operate rectifying linear voltage U_{UV} . During this period, the rectifier voltage also amounts to $(3\sqrt{2}/4\pi) \cdot U2$.

Thus, expression (6) describes the rectifier voltage during each period and expression (7) describes a total rectifier voltage

$$\begin{cases} U_d^1 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - 2\Delta U - \frac{I_d}{2} \cdot \frac{r_d}{2} - r_d \cdot \frac{I_d}{2} \\ U_d^2 = \frac{3\sqrt{2}}{4\pi} \cdot U_2 - \Delta U - r_d \cdot \frac{I_d}{2} - \frac{I_d}{2} \cdot \frac{r_d}{2} \end{cases} \quad (6)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cdot U_2 - 3\Delta U - 3r_d \cdot \frac{I_d}{2} \quad (7)$$

C. Line option

Analytically, the rectifier voltage when both diodes connected to one alternator phase are faulty (four diodes are operational) can be expressed as a sum of components corresponding to two periods of the rectifier operation (Fig. 5).

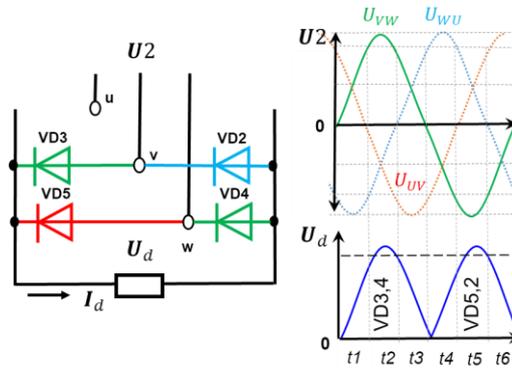


Fig. 5. The generation of a three-phase rectifier voltage when four diodes are operational (the Line option)

During the period $t1-t3$, diodes VD3,4 operate to rectify linear voltage U_{vw} . The voltage for this period is $(\sqrt{2}/\pi) \cdot U_2$. During $t4-t6$, diodes VD5,2 start to rectify linear voltage U_{vw} again. During this period, the voltage also amounts to $(\sqrt{2}/\pi) \cdot U_2$. In other words, this diode fault option is equivalent to the conversion of the three-phase rectifier into a single-phase double-semiperiod one.

Expression (8) describes the rectifier voltage during each period and expression (9) describes a total rectifier voltage

$$\begin{cases} U_d^1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 - 2\Delta U - 2r_d \cdot \frac{I_d}{2} \\ U_d^2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 - 2\Delta U - 2r_d \cdot \frac{I_d}{2} \end{cases} \quad (8)$$

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 - 4\Delta U - 4r_d \cdot \frac{I_d}{2} \quad (9)$$

Review the cases of simultaneous disconnection of three diodes in a three-phase rectifier. For this situation, there are three options possible: chequer-wise

disconnection (e.g., Positive in phase v , and two negatives in phases u and w); the disconnection of three positive or three negative diodes; and the disconnection of two diodes connected to one alternator phase and one diode connected to another phase (the Elbow option).

If three diodes are disconnected chequer-wise, the situation is similar to the Column option reviewed above. When three positive or three negative diodes are disconnected, there is no voltage at the rectifier output because the remaining diodes do not have an operable counterpart.

D. Elbow option

Analytically, when two diodes connected to one alternator phase and one diode connected to another phase are faulty (two diodes are operational) (Fig. 6) the rectifier voltage can be represented using expression (10). The positive diode VD3 cannot pass the current as it does not have a negative counterpart.

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 - 2\Delta U - 2r_d \cdot I_d \quad (10)$$

During the period $t1-t3$, diodes VD2,5 rectify linear voltage U_{VW} . The rectifier voltage for this period is $(\sqrt{2}/\pi) \cdot U_2$. During the period $t4-t6$, there is no voltage in the rectifier. This diode fault option is equivalent to the conversion of the three-phase rectifier into a single-phase single-semi period one.

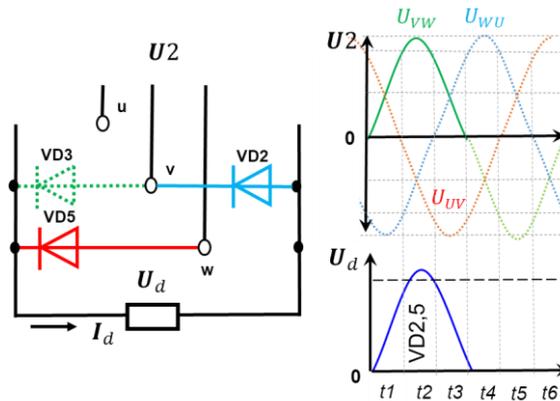


Fig. 6. The generation of a three-phase rectifier voltage when two diodes are operational

Review the cases of simultaneous disconnection of four diodes in a three-phase rectifier. There are two options available: if the remaining diodes in operation have different polarities, we refer to the Elbow option; if three of the diodes are

positive/negative, there is no voltage in the rectifier. The last option is also valid for the simultaneous disconnection of five or six rectifier diodes.

III. MODELING PROCEDURE FOR THE DIODE DISCONNECTION IN A THREE-PHASE BRIDGE RECTIFIER

The experiment was carried out with a specialized stand. The rotor winding of the alternator (14 V, 90 A) was connected to an external in-lab power source used to adjust the current value. The alternator rotor speed was adjusted with the help of a frequency converter controlling the operation of a three-phase asynchronous motor (380 V, 2.2 kW) [19, 20].

The voltage was measured at the rectifier input U_2 (the linear voltage of the stator winding phases) and at the rectifier output U_d [15, 16, 17, 18]. The rectifier current I_d was adjusted using the voltage drop assessment at the current shunt connected to the load circuit.

The alternator connection diagram for the metering equipment used during the experiment is shown in Fig. 7.

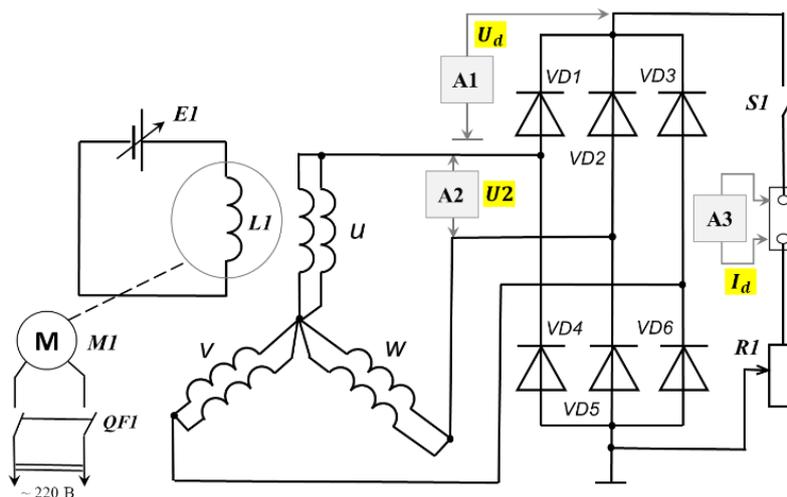


Fig. 7. The equipment connection diagram for the alternator using a three-phase rectifier A1-A3 is the Bluetooth OWON B41T+ multimeter; E1 is the MAISHENG MP3020D direct current power source; MI is the electric drive motor; LI is the alternator rotor winding; QF1 is the automatic switch; RI is the loading rheostat; S1 is the load-breaker; VD1-VD6 is the rectifier

Fig. 8 shows a БП105 three-phase automobile alternator rectifier comprising two aluminum heat-removal plates with pressed-in diodes (three positive and three negative ones). Two more ports in the heatsinks are vacant as modern alternators do not have powerup diodes for the rectification of the third harmonic of alternating voltage.

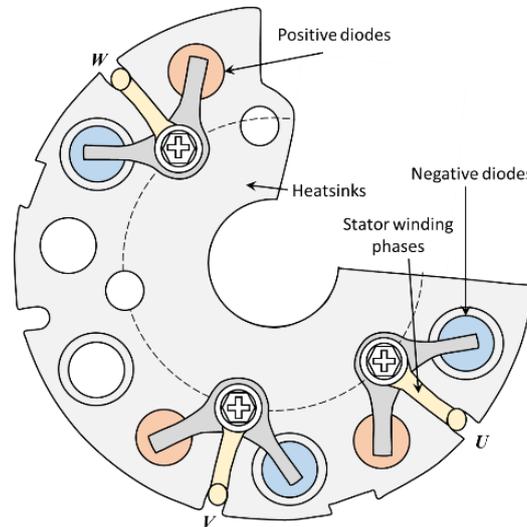


Fig. 8. The three-phase rectifier design for an automobile alternator

The disconnection of one or more diodes was modeled by their physical disconnection from the rectifier circuit. This was achieved by cutting the link connecting the phases of stator winding to a pair of rectifier diodes (Fig. 9).

Fig. 10 shows the experimental load characteristics points for an operable rectifier and rectifiers with one or more faulty diodes. Solid lines show the solutions calculated with the formulae (3), (5), (7), (9) and (10). The discrepancies between the calculated and experimental data do not exceed 2%.

The generalized model of a three-phase rectifier can be represented with the following expression:

$$U_d = \frac{k\sqrt{2}}{2\pi} \cdot U_2 - k \cdot \Delta U - \frac{k}{m} \cdot r_d \cdot \frac{I_d}{n} \quad (11)$$

where k is the number of operable rectifier diodes; m is the number of parallel branches in one phase; I/n is the maximum current fraction per diode over a semi period.

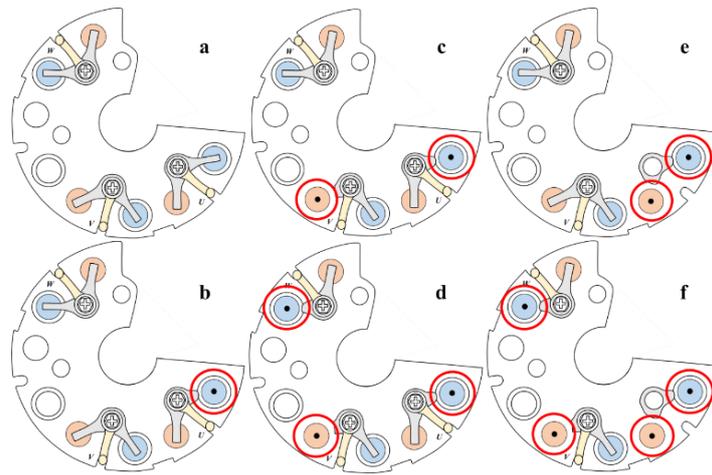


Fig. 9. The physical modeling of diode disconnection for a three-phase rectifier of an automobile alternator

a) operable rectifier (six diodes); b) one faulty diode; c) two faulty diodes in different phases; d) three faulty diodes (in each of the phases); e) two faulty diodes in one phase (phase disconnection); f) four faulty diodes (one phase disconnected + one of the diodes faulty in other phases)

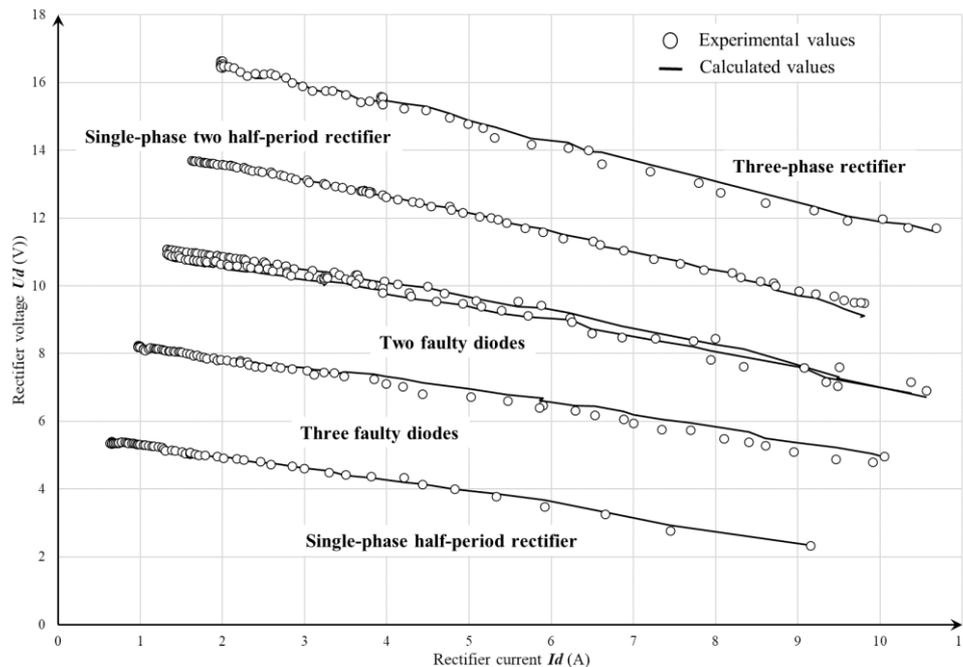


Fig. 10. The load characteristics of a three-phase rectifier

IV. CONCLUSIONS

The failure of rectified module diodes is one the key causes of automobile alternator malfunctions. Thus, the problem of determining the technical condition of the rectifier based on the assessment of its output voltage is a relevant one.

Analytically, when one or more diodes are faulty the rectifier voltage can be expressed as a sum of components corresponding to the respective periods of the rectifier operation. Each of the periods has its own effective linear voltage value. The voltage drop in the diode can be determined by the threshold voltage ΔU and the losses in the diode's internal ohmic resistance. The first component depends on the number of newly connected diodes during each of the periods. The ohmic losses in the diode depend on the current fraction passing through the diode. If the diode is active during several periods, its total resistance is divided by the number of the periods.

The authors present a modeling procedure for the diode disconnection in a three-phase bridge rectifier. The disconnection of one or more diodes was modeled by their physical disconnection from the rectifier circuit. This was achieved by cutting the link connecting the stator winding phases to a pair of rectifier diodes.

It is established that the output voltage of the rectifier is determined by the number of operating diodes. The authors provide a generalized voltage model for a three-phase bridge rectifier. This model shall help determine the number and location of faulty diodes by comparing the input and output voltage of the rectifier.

The developed model will form the basis of an onboard device, which will allow to quickly identify the cause of faults in the power supply system of vehicles.

REFERENCES

1. W. Rongjie, Z. Yiju, Z. Haifeng and C. Bowen (2013) "A fault diagnosis method for three-phase rectifiers". *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 52. pp. 266-269. 10.1016/j.ijepes.2013.03.029.
2. L. Shi, and Zh. Bo (2015) "Rectifier Fault Diagnosis and Fault Tolerance of a Doubly Fed Brushless Starter Generator," *Journal of Sensors*, pp. 1-9. doi.org/10.1155/2015/961894
3. C. Cai, J. Du, R. Gao and W. Liu (2016) "A Fault Diagnosis Method Used for the Three-Phase Full-Bridge Rectifier Circuit," *International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)*, pp. 1101-1105, doi: 10.1109/IS3C.2016.277.
4. J. Lee, S. Baek, K. Cho, H. Kim and Jaeho-Choi (2017) "Fault detection of three phase diode rectifier based on harmonic ratio of DC-link voltage ripples," *IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 386-391, doi: 10.1109/PEDS.2017.8289246.
5. J. Zhang, B. Song, and H. Zhao (2017) "A new approach to fault diagnosis of three-phase full-bridge rectifier with integrated feature extraction". 6817-6821. 10.1109/CAC.2017.8244005.
6. H. Cheng, W. Chen, C. Wang, and J. Deng, (2018) "Open Circuit Fault Diagnosis and Fault Tolerance of Three-Phase Bridgeless Rectifier," *Electronics*, no. 7, pp. 291.

7. M. Murken, D. Kubel, A. Kurz, A. Thanheiser and P. Gratzfeld (2018) "Fault analysis of automotive claw pole alternator rectifier diodes" IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), pp. 1-6, doi: 10.1109/ESARS-ITEC.2018.8607641.
8. M. Rahnama, A. Vahedi, A. Mohamadalkhai, B. Nahid-Mobarakeh, and N. Takorabet (2019) "Novel average value model for faulty three-phase diode rectifier bridges," Journal of Power Electronics, Vol. 19, pp. 288-295.
9. A. Puzakov (2020) "Investigation of the Failures of the Rectifier of the Automobile Alternator According to the Output Voltage Spectrum," International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), pp. 1-5, doi: 10.1109/FarEastCon50210.2020.9271106.
10. L. Tian, B. Hu, X. Cao, H. Zhang and Q. Yu (2022) "Multiple open-circuit fault diagnosis of three-phase rectifier based on current data reconstruction", International Journal of Electronics, DOI: 10.1080/00207217.2022.2068669
11. K.L. Lian, B.K. Perkins, and P.W. Lehn (2008) "Harmonic Analysis of a Three-Phase Diode Bridge Rectifier Based on Sampled-Data Model," Power Delivery, IEEE Transactions on. 23, pp. 1088-1096.
12. A. Di Gerlando, G. Foglia, M. Iacchetti, and R. Perini (2010) "Analytical Model and Implementation by Equations of Three-Phase Diode Bridge Rectifiers Operation", Proceedings of XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM). pp. 1-6, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608272.
13. S. Parvathi and G K, Nisha (2016) "Transient Simulation Based Average Model of a Three Phase Diode Bridge Rectifier." International Journal of Engineering Trends and Technology. 39. pp. 257-259. 10.14445/22315381/IJETT-V39P243.
14. D. Tebaldi and R. Zanasi (2020) "Modeling and Simulation of a Multiphase Diode Bridge Rectifier," 2020 European Control Conference (ECC), pp. 1546-1551, doi: 10.23919/ECC51009.2020.9143693.
15. V. Caliskan, D.J. Perreault, T.M. Jahns, and J.G. Kassakian (2003) "Analysis of Three-Phase Rectifiers with Constant-Voltage Loads." IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications 50, no. 9: pp. 1220–1226.
16. L. Sainz, J.J. Mesas, and A. Ferrer (2009) "Three-Phase Full-Wave Rectifier Study with Experimental Measurements." Electric Power Systems Research 79, no. 4: pp. 521–30. doi:10.1016/J.EPSR.2008.08.002.
17. M. Iorgulescu (2013) "Study of three-phase bridge rectifier diagnosis based on output voltage and current analysis," 8th international symposium on advanced topics in electrical engineering (ATEE), pp. 1-6, doi: 10.1109/ATEE.2013.6563524.
18. P. Sivachandran, and P. Indhu (2014) "A review of three phase rectifier for automotive alternator with recent developments", International Journal of Applied Engineering Research, Vol. 9, pp. 11995-12010.
19. A. Puzakov (2019) "Diagnosing of Failures of Automotive Alternators Based on Amplitude of Fluctuations of Voltage," Advances in Engineering Research, Vol. 188, pp. 282–287.
20. A. Puzakov (2019) "Fault diagnosis in automotive alternators based on the output voltage parameters," International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS). pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8949994.

PRESSURE SENSOR CHIP WITH NEW ELECTRICAL CIRCUIT FOR 10 KPA RANGE

Abstract: Characteristics of high sensitivity MEMS pressure sensor chip for 10 kPa utilizing a novel electrical circuit are presented. The electrical circuit uses piezosensitive differential amplifier with negative feedback loop (PDA-NFL) based on two bipolar-junction transistors (BJT). The BJT has a vertical structure of n-p-n type (V-NPN) formed on a non-deformable chip area. The circuit contains eight piezoresistors located on a profiled membrane in the areas of maximum mechanical stresses. The experimental results prove that pressure sensor chip PDA-NFL with $4.0 \times 4.0 \text{ mm}^2$ chip area has sensitivity $S = 10.1 \pm 2.3 \text{ mV/V/kPa}$ with nonlinearity of $2K_{NL} = 0.26 \pm 0.12 \text{ \% / FS}$ (pressure is applied from the back side of pressure sensor chip).

Keywords: Pressure sensor, differential amplifier, negative feedback loop, temperature compensation.

1. INTRODUCTION

Large percentage of measurements in INDUSTRIAL applications (automotive, process control, aviation, space, medical, power plants) and in R&D (fluid mechanics, robots, biophysics, acoustics, geophysics and others), are linked to measurements of pressure, flow, level, consumption of fluid and made with help of pressure sensors. The pressure sensor market (after first-level packaging) is currently growing with CAGR of 3.8% and will reach \$2.0B in 2023 (vs \$1.6B in 2016) [1]. Majority of pressure sensors utilize either piezoresistive or capacitive principle of operation. Growing demand for pressure sensors stimulates development of novel types of MEMS pressure sensor chips with improved performance, including higher sensitivity, better accuracy, and smaller die size. The chip area is “main price” which determines sensor output characteristics and its cost. Often piezoresistive pressure sensors assume a similar kind of circuit - this is the Wheatstone bridge. The most influential geometric size of membrane is thickness of thinned membrane part, which will be reduced to a certain limit [2]. Many developments consider the possibility of MS increase in piezoresistor (PR) areas by combinations of mechanical concentrator in the form of rigid islands (RIs) or complex shaped mechanical structures [3–10]. Such mechanical structures are created by using deep reactive ion etching (DRIE) of both back and top side of pressure sensor chip. The use of DRIE is rather expensive

process in mass production. Another option for improving pressure sensitivity is related to introducing active elements as transistors to electrical circuit formed on pressure sensor chip. The proof of this method will be presented below for differential pressure range of 10 kPa.

2. STRUCTURE AND MODELING

This research shows us, that sensitivity can be increased due to the use of new electrical circuit utilizing bipolar junction transistor (BJT) at MEMS pressure sensor chip operating for pressure range of -10...+10 kPa. The pressure sensor chip utilizes electrical circuit with BJT-based piezosensitive differential amplifier with negative feedback loop (PDA-NFL) [11-17]. Advantage of the selected electrical circuit relative to classic Wheatstone bridge circuit is in the possibility of combining of a larger number of PRs (8 instead of 4) because BJTs are three-pole devices (Fig. 1). The certain combination of nominal values of PRs and their dependence on mechanical stress allows for larger changes of BJT collector potential. The difference between these potentials is used as the circuit output signal. The NFL in electrical circuit allows for reduction of the temperature dependence of the BJT base potential so temperature dependence of the output signal can be reduced. The circuit works at the same supply voltage $U_{sup} = 5.0$ V as it usually uses for Wheatstone bridge.

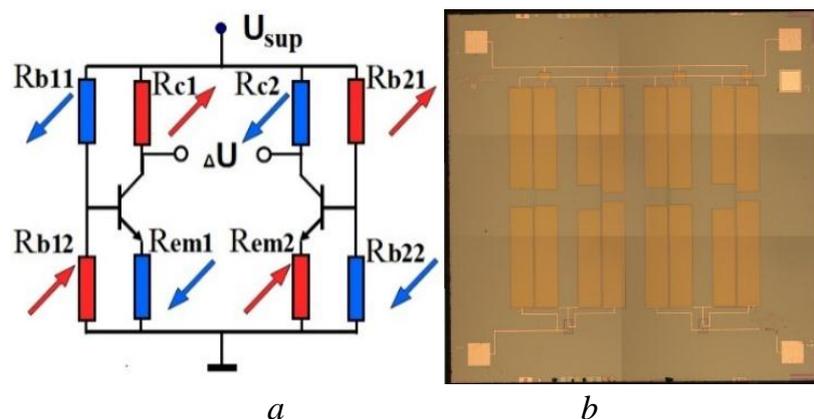


Fig. 1. Pressure sensor chip PDA-NFL:

a – electrical circuit with indicators of change direction for PRs when pressure is applied from the back side of chip; *b* – top view of chip

At the design phase, electrical circuits were studied using both analytical methods and modelling in NI Multisim software (Fig.2). Dependence of die output signal on pressure $\Delta U(\Delta P)$ was derived based on known values of piezoresistive coefficients, data on mechanical stress distribution obtained with ANSYS (Fig. 3) and results of modelling of I-V characteristic obtained in Synopsys TCAD software (Fig. 4).

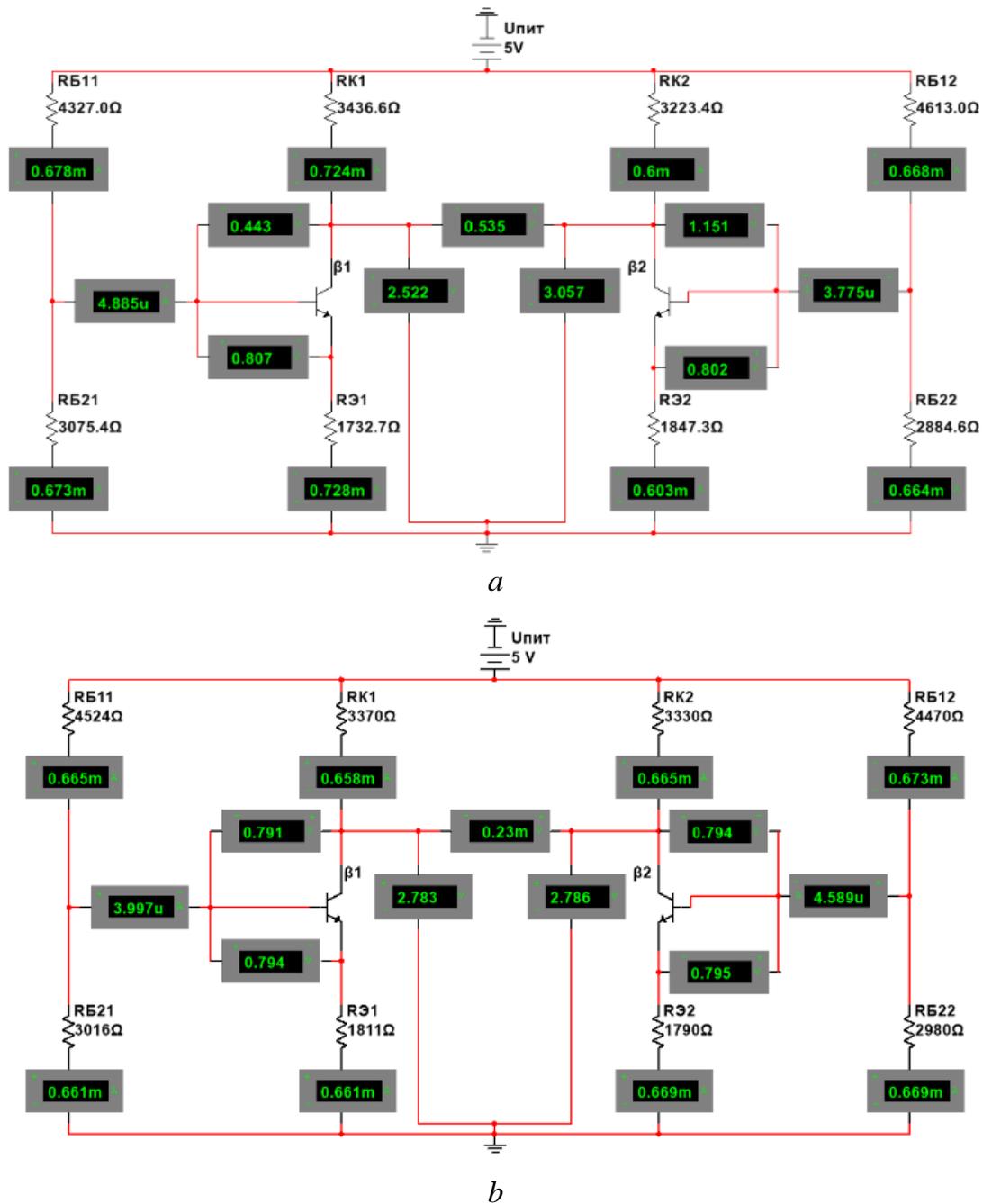


Fig. 2. Values of electrical circuit components for PDA-NFL chip loaded by pressure and temperature from NI Multisim software

It is necessary to define some input parameters for analysis of BJT, because the operation point of BJT for developed circuit must be found. Geometrical parameters of membrane are shown in Fig. 3 and Table 1. Target values of piezoresistors and operating points of BJTs are listed in Table 2.

NI Multisim software was used for a detailed analysis of circuit parameters. The circuit was modelled by combining discrete elements with predetermined parameters. Gummel-Poon model was used for BJT description. Reverse current of collector junction was calculated based on analysis of a stand-alone transistor with a requirement of getting base current of $I_b = 0.3 \mu\text{A}$ at a given emitter-base voltage U_b-U_{em} .

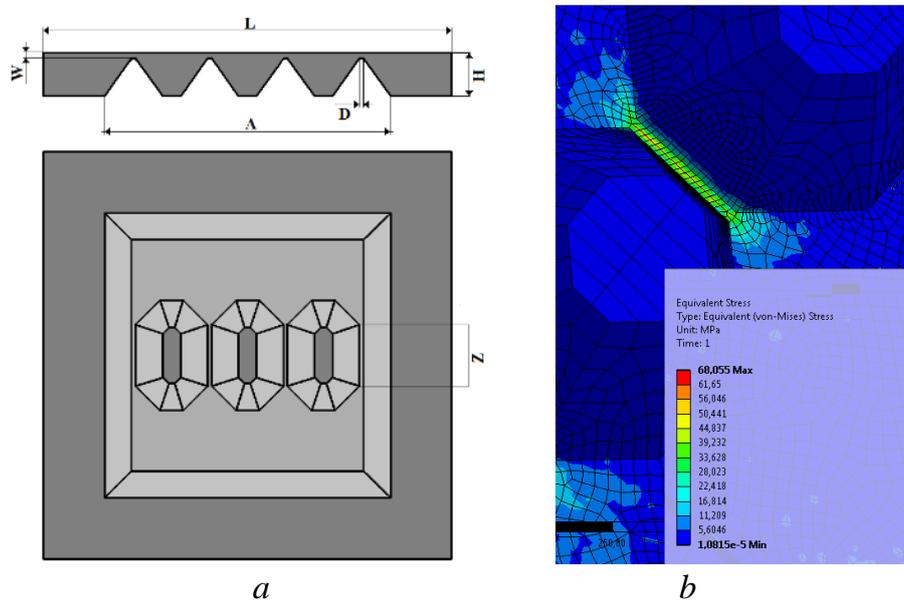


Fig. 3. Back view of pressure sensor chip PDA-NFL and schematic image for cut of chip mechanical part with geometrical indicators and distribution of the mechanical stress (von Mises by ANSYS) between rigid islands (RI)

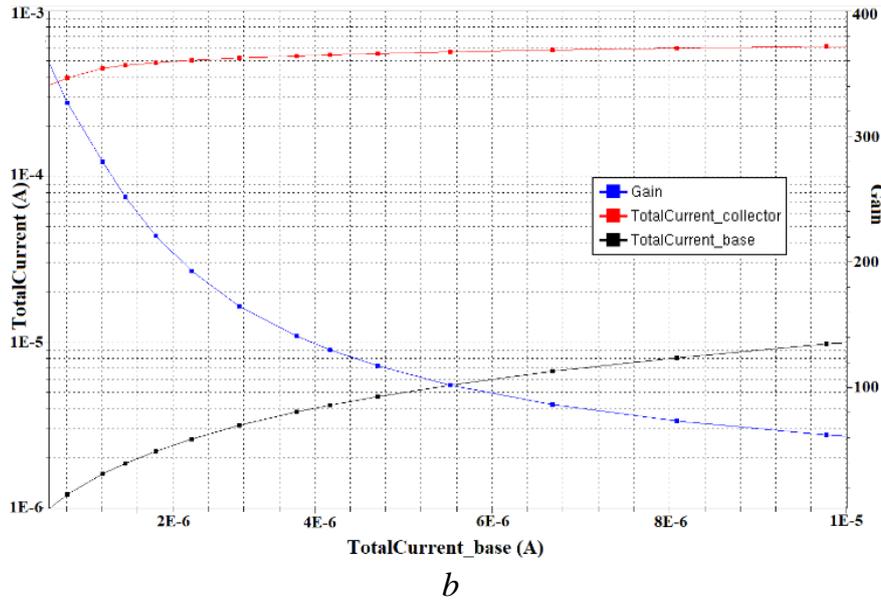
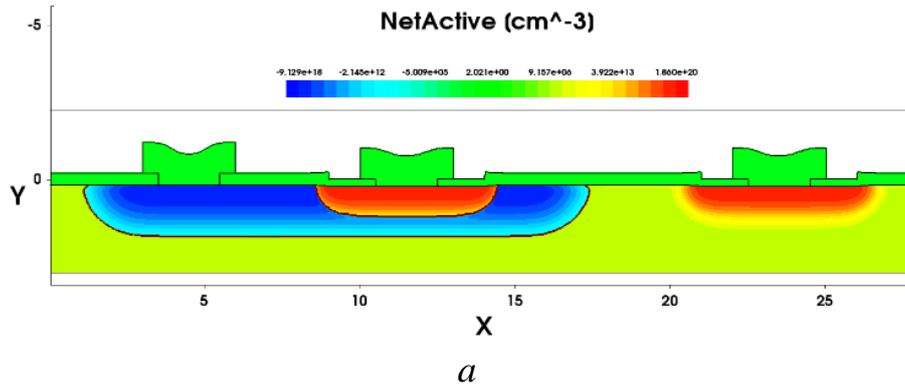


Fig. 4. Structure of BJT V-NPN transistor (a) and dependence of gain β on base current (b) in Synopsys TCAD software

Modelling results for electrical circuit when sensor chip is loaded by $\Delta P = 10$ kPa (Fig. 2a) pressure and temperature $\Delta T = 10$ °C (Fig. 2b) is presented. To illustrate temperature dependence of circuit parameters, left side of the circuit is shown with parameters affected by temperature increase by 10 °C ($T_1 = 37$ °C) while the right side shows circuit parameters at temperature $T_{\text{room}} = 27$ °C.

Table 1

Geometrical Parameters of Pressure Sensor Chip PDA-NFL

Geometrical Parameter	Size, μm
Chip side L (square)	4000
Thickness of tinned membrane part W	12
Thickness of thickened membrane part H	410
Membrane side A	2280
Groove width between RIs or RI and chip frame D	28
Length of RI edge Z	680

Parameters of PDA-NFL Circuit

	Parameters	Value
Bipolar junction transistor	Base current I_b , μA	4.6
	Gain β	145
	Emitter-base voltage drop U_{em-b} , V	0.80
	Collector-base voltage drop U_{c-b} , V	0.80
	Collector potential U_c , V	2.79
Resistors	$R_{b11, b21}$, KOhm	4.5
	$R_{b12, b22}$, KOhm	3.0
	$R_{c1, c2}$, KOhm	3.3
	$R_{em1, em2}$, KOhm	1.8

3. FABRICATION PROCESS

Pressure sensor chips were manufactured using (100) p-type Si wafers (diameter 3 inches) with n-type epitaxial layer. It is necessary for separating the BJT regions on chip area. Isolation diffusion areas (p^+) extending through full thickness of epi-layer are used to electrically isolate BJTs and PRs. P-type substrate is connected to ground. PRs contain high-doped p^+ -type regions ($N_{sp^+} = 7.4 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, $x_{jp^+} = 3.6 \mu\text{m}$, $R_{sp^+} = 17 \text{ Ohm/cm}^2$) connecting the bond pads located on the frame with low-doped p-type regions described early. The closest metallization region of aluminum with thickness of $0.8 \mu\text{m}$ is located at minimum distance of $80 \mu\text{m}$ from the thinned part boundary of membrane. It is necessary to reduce negative properties, which were associated with a significant difference between the linear coefficients of temperature expansion for silicon and aluminum. Although this type of substrates allows for electrochemical etching with etch stop and p-n junction, that option was not used for membrane fabrication. Membranes formed using timed wet etching had significant thickness variation. Consequently, output parameters also had large variation. In further studies, preferably, mechanical structure should have membranes formed using micromachining process with etch stop – either DRIE or wet stop etching [18-22]. Technological route for processing pressure sensor wafers: 1. Oxidation; 2. The sequence of cleaning, photolithography and doping steps, including: a. boron for isolation areas and creating contact to the substrate, b. boron for high-doped PR

regions, c. boron for low-doped PR regions and BJT base areas, d. phosphorous for BJT emitter and collector areas; 3. Si_3N_4 deposition as protection layer for membrane etching; 4. Cavity photolithography on the back side of the wafer; 5. Wet anisotropic etching of membrane in 30% KOH aqueous solution at $T = 85\text{ }^\circ\text{C}$; 6. Wet isotropic etching of membrane in a mixture of HF : HNO_3 : CH_3COOH (2:9:4); 7. Removal of Si_3N_4 layer; 8. Photolithography and etching to open contacts; 9. Sputtering of Al-Si (1.5%); 10. Photolithography and metal etching to define metal lines and bond pads; 11. Dicing. Pressure sensor chip PDA-NFL was bonded to a silicon support and placed on Kovar case (Fig. 5) for testing of its characteristics.



Fig. 5. Assembly of pressure sensor PDA-NFL

The silicon support consists of an inter-mediate element and a pedestal, which are connected by low-temperature glass. The sensor assembly allows for measuring differential pressure. All samples were exposed to temperature and pressure cycling to remove residual assembly stress before functional testing [23-28].

4. COMPARATIVE ANALYSIS

18 samples of pressure sensors with PDA-NFL chip were compared with similar products utilizing Wheatstone bridge circuit having the same pressure range of 10 kPa. As an analogue, a pressure sensor chip with an area of $6.15 \times 6.15\text{ mm}^2$ is used, which is 2.36 times more than in the proposed development. This analogue is produced on the same technological line as the PDA-NFL chip. Sensitivity and

related parameters reported from measurements where pressure was applied from the both sides. The values of the zero output signal, sensitivity and nonlinearity are presented in Table 3.

Table 3

Parameters of Zero Output Signal, Sensitivity and Nonlinearity

The circuit of Chip				PDA-NFL	Wheatstone bridge
Parameters		Symbol	Units		
Sensitivity (pressure from the back side)	Change of signal	ΔU_{10}	mV	505.5 ± 115.6	87.0 ± 14.7
	Relative value	S	mV/V/kPa	10.11 ± 2.31	1.74 ± 0.29
Sensitivity (pressure from the front side)	Change of signal	ΔU_{10}	mV	513.9 ± 115.6	88.8 ± 15.0
	Relative value	S	mV/V/kPa	10.28 ± 2.31	1.78 ± 0.30
Nonlinearity	pressure from the back side	$2K_{NL}$	% / 10 kPa	0.27 ± 0.13	0.04 ± 0.02
	pressure from the front side			0.25 ± 0.12	0.03 ± 0.02
Limit of zero output signal		U_0	mV/V	< 3	< 6

Temperature characteristics were measured in two temperature ranges: from -55 °C to +25 °C and from +25 °C to +55 °C for temperature hysteresis; from +5 °C to +25 °C and from +25 °C to +45 °C for temperature coefficient of zero signal or sensitivity (see Table 4).

Table 4

Parameters of Temperature Characteristics

The circuit of Chip			PDA-NFL	Wheatstone bridge			
Parameters	Symbol	Units					
Temperature hysteresis of zero signal - 55...+25 °C	pressure from the back side	THZ	%	0.09 ± 0.04	0.07 ± 0.07		
	pressure from the front side			0.09 ± 0.04	0.07 ± 0.07		
Temperature hysteresis of zero signal +25...+55 °C	pressure from the back side			0.12 ± 0.05	0.04 ± 0.03		
	pressure from the front side			0.12 ± 0.05	0.04 ± 0.03		
Temperature hysteresis of sensitivity - 55...+25 °C	pressure from the back side			THS	%	0.11 ± 0.08	0.28 ± 0.05
	pressure from the front side					0.11 ± 0.07	0.29 ± 0.04
Temperature hysteresis of sensitivity +25...+55 °C	pressure from the back side					0.10 ± 0.08	0.28 ± 0.06
	pressure from the front side					0.10 ± 0.09	0.27 ± 0.04
Temperature coefficient of zero signal +5...+25 °C	pressure from the back side	TCZ	% / 10°C			0.16 ± 0.05	0.14 ± 0.13
	pressure from the front side					0.15 ± 0.05	0.14 ± 0.13
Temperature coefficient of zero signal +25...+45 °C	pressure from the back side					0.12 ± 0.06	0.10 ± 0.09
	pressure from the front side					0.12 ± 0.06	0.10 ± 0.09
Temperature coefficient of sensitivity +5...+25 °C	pressure from the back side			TCS	% / 10°C	2.25 ± 0.15	2.36 ± 0.05
	pressure from the front side					2.29 ± 0.27	2.35 ± 0.03
Temperature coefficient of sensitivity +25...+45 °C	pressure from the back side					2.22 ± 0.51	2.04 ± 0.03
	pressure from the front side					2.16 ± 0.49	2.03 ± 0.03

Overload pressure (proof pressure) testing was done from both sides at 60 kPa. Stability of output signal was tested for 9 hours (see Table 5).

Parameters of Stability and Influence of Overload Pressure

The circuit of Chip			PDA-NFL	Wheatstone bridge
Parameters		Symbol		
Stability of zero output signal	pressure from the back side	$dU_{st z}$	%	0.02 ± 0.02
Stability of sensitivity	pressure from the back side	$dU_{st s}$		0.03 ± 0.03
Influence of overload pressure	pressure from the back side	dU_{over}		0.01 ± 0.01
	pressure from the front side		0.01 ± 0.01	

The output signal noise was estimated as RMS value of output voltage fluctuation for 5 minutes (see Fig. 6, measurements each 1 second).

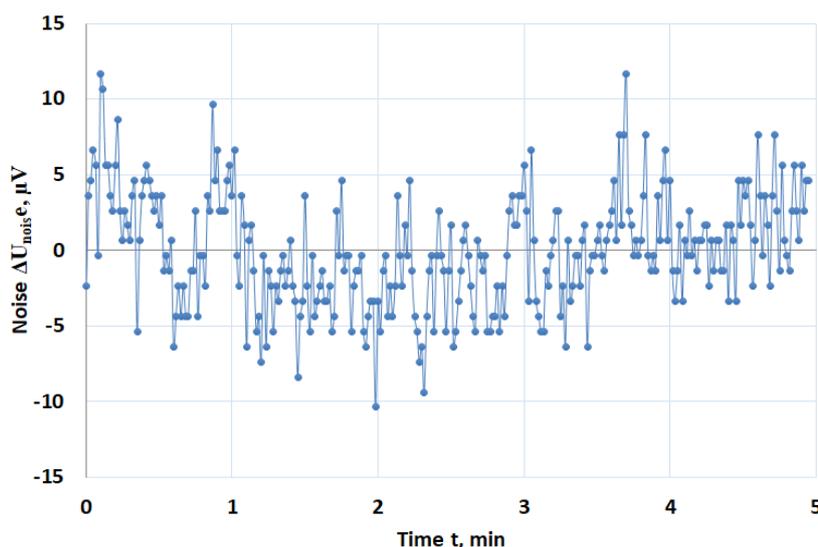


Fig. 6. Noise of output signal for pressure sensor PDA-NFL

5. REFERENCES

The development of new type of pressure sensor chip using the original electrical circuit PDA-NFL with bipolar transistor V-NPN is presented. Based on the constructed theoretical model the pressure sensor chip was technologically implemented to measure the differential pressure range of 10 kPa. The results of comparative analysis for the development and analogue with Wheatstone bridge

proved advantages while maintaining the supply voltage for the electrical circuit (5V) and the range of measured pressure (10 kPa):

1. Sensitivity is increased by 5.8 times;
2. Chip area is reduced by 2.4 times;
3. All parameters of temperature characteristics have the same low range of values. 0.3% for hysteresis and 0.3%/10°C for coefficient;
4. Stability for 9 hours is the same for two types of chips up to 0.05%;
5. The influence of overload pressure is not more than 0.05% for two types.
6. The ratio between signal to noise is more than 3.5×10^4 in two cases.

There are minor disadvantages in terms of nonlinearity error and zero output signal, but it is significantly critical for the current situation among the performance of other pressure sensor chips [29-38].

REFERENCES

1. Y. Charentenay, "MEMS Pressure Sensor Market and Technologies 2018," I-Micronews. Market & Technology report, 2018, pp. 28-31. [Online] Available: <https://www.i-micronews.com/products/mems-pressure-sensor-market-and-technologies-2018/>
2. S. Timoshenko, S. Woinowsky-Krieger, *Theory of Plates and Shells*, 2nd ed., New York, USA: McGraw-Hill, 1970, pp. 156-160.
3. P.K. Guo, J. King, M. Lester, R. Craddock, "A Hollow Stiffening Structure for Low-Pressure Sensors," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 160, no. 1-2, pp. 35-41, 20104.
4. L. Li, N. Belov, M. Klitzke, J-S. Park, "High Performance Piezoresistive Low Pressure Sensors," in *IEEE Sensors Conference*, Orlando, USA, 2016, pp. 1406-1408.
5. M. Basov, D. Prigodskiy, "Investigation of High Sensitivity Piezoresistive Pressure Sensors at Ultra-Low Differential Pressures," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 14, pp. 7646-7652, 2020.
6. M. Basov, D. Prigodskiy, "Development of High-Sensitivity Piezoresistive Pressure Sensors for -0.5...+0.5 kPa," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 30, no. 10, 105006, 2020.
7. C. Li, J. Xie, F. Cordovilla, J. Zhou, R. Jagdheesh, J. L. Ocaña, "Design, fabrication and characterization of an annularly grooved membrane combined with rood beam piezoresistive pressure sensor for low pressure measurements", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 279, pp. 525-536, 2018, DOI: 10.1016/j.sna.2018.06.055.
8. T. Xu, D. Lu, L. Zhao, Z. Jiang, H. Wang, X. Guo, Z. Li, X. Zhou, Y. Zhao, "Application and Optimization of Stiffness Abruption Structures for Pressure Sensors with High Sensitivity and Anti-Overload Ability", *Sensors*, vol. 17, no. 9, 1965, 2017, DOI: 10.3390/s17091965.
9. B. Zhu, X. Zhang, Y. Zhang, S. Fatikow, "Design of diaphragm structure for piezoresistive pressure sensor using topology optimization," *Struct Multidisc Optim*, vol. 55, pp. 317-329, 2017, DOI: 10.1007/s00158-016-1470-x.
10. X. Meng, Y. Zhao, "The Design and Optimization of a Highly Sensitive and Overload-Resistant Piezoresistive Pressure Sensor," *Sensors*, vol. 16, no. 3, 348, 2016, DOI: 10.3390/s16030348.

11. M.V. Basov, D.M. Prigodskiy, "Investigation of a Sensitive Element for the Pressure Sensor Based on a Bipolar Piezotransistor," *Nano- and Microsystem Technology*, vol. 19, no. 11, pp. 685-693, 2017, DOI: 10.17587/nmst.19.685-693.
12. M. Basov, "High-sensitivity MEMS pressure sensor utilizing bipolar junction transistor with temperature compensation," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 303, 111705, 2020, DOI: 10.1016/j.sna.2019.111705.
13. M.V. Basov, D.M. Prigodskiy, D.A. Holodkov, "Modeling of Sensitive Element for Pressure Sensor Based on Bipolar Piezotransistor," *Sensors and Systems*, vol. 6, pp. 17-24, 2017.
14. M. Basov, "Development of High-Sensitivity Pressure Sensor with On-chip Differential Transistor Amplifier," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 30, no. 6, 065001, 2020.
15. M. Basov, "Ultra-High Sensitivity MEMS Pressure Sensor Utilizing Bipolar Junction Transistor for Pressures Ranging from -1 to 1 kPa," *IEEE Sensors Journal*, 2020.
16. M. Basov, "High sensitive, linear and thermostable pressure sensor utilizing bipolar junction transistor for 5 kPa," *Physica scripta*, vol. 96, no. 6, 065705, 2021.
17. M. Basov, "Pressure Sensor with Novel Electrical Circuit Utilizing Bipolar Junction Transistor," 2021 IEEE Sensors, 2021, pp. 1-4.
18. L. Christel, K. Petersen, P. Barth, F. Pourahmadi, J. Mallon, J. Bryzek, "Single-crystal Silicon Pressure Sensors with 500x Overpressure Protection," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 2, no. 1-3, pp. 84-88, 1990.
19. H. Sandmaier, K. Kuhl, "A square-diaphragm piezoresistive pressure sensor with a rectangular central boss for low-pressure ranges," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 40, no. 10, pp. 1754-1759, 1993.
20. A. Berns, U. Buder, E. Obermeier, A. Wolter, A. Leder, "AeroMEMS sensor array for high-resolution wall pressure measurements", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 132, no. 1, 2006, pp. 104-111.
21. C.H. Je, S.Q. Lee, W.S. Yang, "High Sensitivity Surface Micromachined Absolute Pressure Sensor", *Procedia Engineering*, vol. 168, 2016, pp. 725-728.
22. Å. Sandvand, E. Halvorsen, K. E. Aasmundtveit, H. Jakobsen, "Identification and Elimination of Hygro-Thermo- Mechanical Stress-Effects in a High-Precision MEMS Pressure Sensor," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 415-423, 2017.
23. K. Birkelund, P. Gravesen, S. Shiryayev, P. B. Rasmussen, M. D. Rasmussen, "High-pressure silicon sensor with low-cost packaging," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 92, no. 1-3, pp. 16-22, 2001.
24. M. Basov, "Schottky diode temperature sensor for pressure sensor," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 331, 112930, 2021.
25. R.H. Johnson, S. Karbassi, U. Sridhar, B. Speldrich, "A high-sensitivity ribbed and bossed pressure transducer", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 35, no. 2, 1992, pp. 93-99.
26. Y. Hamid, D.A. Hutt, D.C. Whalley, R. Craddock, "Relative Contributions of Packaging Elements to the Thermal Hysteresis of a MEMS Pressure Sensor", *Sensors*, vol. 20, no. 6, 2020, 1727.
27. D.M. Prigodskiy, M.V. Basov, "Research of Pressure Sensitive Elements with Increased Strength," *Nano- and Microsystem Technology*, vol. 21, no. 6, pp. 368-376, 2019.
28. A. V. Tran, X. Zhang, B. Zhu, "The Development of a New Piezoresistive Pressure Sensor for Low Pressures," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6487-6496, 2018.
29. C. Li, F. Cordovilla, R. Jagdheesh, J.L. Ocana, "Design and optimization of a novel structural MEMS piezoresistive pressure sensor," *Microsyst Technol*, vol. 23, pp. 4531-4541, 2017.
30. C. Li, F. Cordovilla, R. Jagdheesh, J.L. Ocana, "Design Optimization and Fabrication of a Novel Structural SOI Piezoresistive Pressure Sensor with High Accuracy," *Sensors*, vol. 18, no. 2, 439, 2018.
31. X. Huang, D. Zhang, "Structured diaphragm with a centre boss and four peninsulas for high sensitivity and high linearity pressure sensors," *Micro and Nano Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 460-463, 2014.

32. Tran, A.V., Zhang, X., Zhu, B., “Mechanical Structural Design of a Piezoresistive Pressure Sensor for Low-Pressure Measurement: A Computational Analysis by Increases in the Sensor Sensitivity,” *Sensors*, vol. 18, no. 7, 2023, 2018.
33. X. Huang, D. Zhang, “High Sensitive and Linear Pressure Sensor for Ultra-low Pressure Measurement,” *Procedia Engineering*, vol. 87, pp. 1202-1205, 2014.
34. B. Tian, Y. Zhao, Z. Jiang, B. Hu, “The design and analysis of beam-membrane structure sensors for micro-pressure measurement,” *Review of Scientific Instruments*, vol. 83, no. 4, 045003, 2012.
35. J. Auersperg, E. Auerswald, C. Collet, Th. Dean, D. Voge, Th. Winkler, S. Rzepka, “Effects of residual stresses on cracking and delamination risks of an avionics MEMS pressure sensor,” in *18th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems*, Dresden, German, pp. 1-5, 2017.
36. T. Kober, R. Werthschützky, “Wafer Level Processing of Overload-Resistant Pressure Sensors,” *Procedia Engineering*, vol. 47, pp. 615-618, 2012.
37. M. Aryafar, M. Hamed, M.M. Ganjeh, “A novel temperature compensated piezoresistive pressure sensor,” *Measurement*, vol. 63, pp. 25-29, 2015.
38. G. Zhou, Y. Zhao, F. Guo, W. Xu, “A Smart High Accuracy Silicon Piezoresistive Pressure Sensor Temperature Compensation System,” *Sensors*, vol. 14, no. 7, pp. 12174-12190, 2014.

Nesterov S. A., Kazakov Yu. B., Morozov N. A.
Ivanovo State Power University

RESEARCH OF MAGNETORHEOLOGICAL DAMPER WITH MAGNETIC SPRING EFFECT

Abstract: The magnetic spring effect exists in all electromechanical devices with the limited dimensions of poles. Change of magnetic conductance of the system under the relative poles movement causes the appearance of magnetic tension forces. These forces have their original features in magnetorheological dampers which allows you to change the power characteristic of the damper.

Keywords: Magnetorheological fluid, magnetorheological damper, magnetorheological suspension, poles, viscosity, magnetic forces.

I. INTRODUCTION

The magnetic spring effect is known. It is expressed in the appearance of the forces counteracting the appliance of device's elements, if the magnetic conductance is changing [1-4]. For instance, the forces appear when the permanent magnets of the same polarity approach and two magnetoconducting details have lateral movement. The appearance of the magnetic spring effect in magnetorheological devices is possible under the displacement of non-magnetic element in a gap with magnetorheological (MR) fluid. MR dampers [5-9] with a magnetic spring effect should have the alternate areas with high or low magnetic conductance. The piston's

displacement should change the magnetic conductance of the system and, as a result, the magnetic spring force appears.

The features of a magnetic spring effect in MR damper and the possibilities of its usage for the increase of MR dampers work efficiency should be found out. The MR fluid influence on the magnitude of appearing forces, the nature of their change, the combination of magnetic forces' actions and viscous resistance to the piston's movement in the magnetic field of the device need to be valued. The effects of a magnetic spring in statics, when the piston is slowly displacing and when the piston is in harmonic motion should be brought out.

II. LABORATORY FACILITY

The model of investigated MR damper (Fig. 1) [10] consists of two rectangular non-magnetic walls, that both have two steel poles divided by non-magnetic insert. MR dampers ends are closed by non-magnetic sidewalls, a cover and a bottom. The piston with ferromagnetic elements consists of two ferromagnetic prisms (10x10x30 mm), which are divided by non-magnetic insert (10x10x30 mm). The total height of the piston is 30 mm. The non-magnetic piston is solid and has a height of 30 mm and a thickness of 10 mm. The gaps between the piston and the body's surfaces are 2 mm on each side. The scale of the gaps between the piston and the body is defined by guideways on the piston's sides that are moving in grooves of the piston's sidewalls.

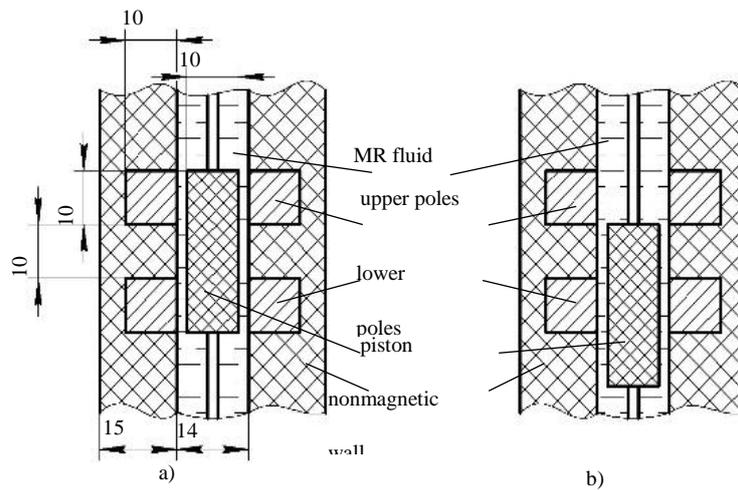


Fig. 1. MR damper with magnetic spring effect:
Initial piston's positions during oscillations: *a* – position 1; *b* – position 2

The research of a magnetic spring effect was held in static and dynamic modes. A steady external magnetic field that held the model was provided by the poles' ends of the magnetizing device (diameter is 120 mm) (Fig. 2). The force on the piston was measured by resistor strain-gauge YZC-516C. The strain-gauge's signal was translated to the computer's input through the input-output board PCI 6023E. The strain-gauge's positive signal corresponds to a tension, negative – to a compression. A measure of the magnetic induction was held by teslameter WT10A. Its probe was placed between the damper's body and the electromagnet's pole. The induction inside the damper was defined on basis of previously detected dependence inside and outside the damper. The piston's oscillation motion was created by a crank mechanism from the engine with regulated rotation frequency.

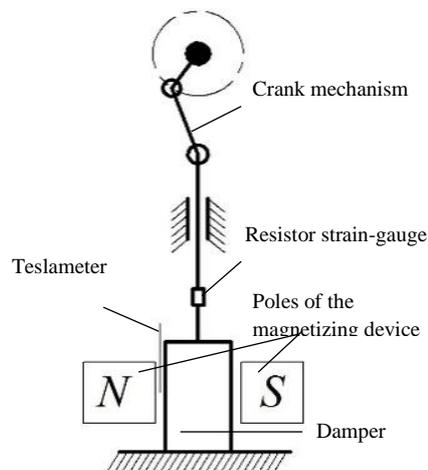


Fig. 2. Scheme of the research device

III. THEORETICAL FOUNDATION

When the piston moves, the buffer space between the poles is filled with the MR fluid. Without taking into account fringing fluxes, the total conductance with a magnetic piston with infinite magnetic permeability is determined by the following expression:

$$G_M = \mu_0\mu \frac{bL}{2\delta} - \mu_0\mu \frac{xL}{2\delta} \frac{a}{(a+2\delta)} \quad (1)$$

and with a non-magnetic piston:

$$G_H = \mu_0\mu \frac{bL}{\mu a + 2\delta} - \mu_0\mu \frac{xL}{a + 2\delta} - \mu_0\mu \frac{xL}{\mu a + 2\delta}, \quad (2)$$

where b – width of the pole, a – thickness of the piston, x – displacement of the piston, δ – gap between the pole and the piston, μ – relative magnetic permeability of the MR fluid, L – dimension along the third coordinate position (across the piston movement).

The forces effecting on the piston during its displacement are proportional to the derivative of the total magnetic conductance between the poles. The derivatives of the piston displacement x are determined by the following expressions:

$$\frac{dG_M}{dx} = -\mu_0\mu \frac{L}{2\delta} \frac{1}{(1+2\delta/a)}, \quad (3)$$

$$\frac{dG_H}{dx} = \mu_0\mu \frac{L}{a} \frac{\mu-1}{(1+2\delta/a)(\mu+2\delta/a)}. \quad (4)$$

These expressions show that the force is inversely proportional to the gaps between the piston and the poles effects on it against the movement and aims to return the piston to its original position if the piston is made of a magnetic material. The force is inversely proportional to the thickness of a non-magnetic element and helps to push it out of the gap between the poles if the piston is made of a non-magnetic material. The ratio of the forces with a magnetic piston F_M and a non-magnetic one F_H :

$$\frac{F_M}{F_H} = \frac{a}{2\delta} \frac{(\mu+2\delta/a)}{(\mu-1)}. \quad (1)$$

It is obvious that the force of a magnetic spring depends on the piston size, its magnetic properties and the gaps.

IV. MATERIALS AND METHODS

The research of the magnetic spring forces was held with the usage of MR fluid on basis of PES-4. Carbonyl iron of the average dispersion ($2.1 \mu\text{m}$) and magnetite (10 nm) were added to the fluid base in equal proportion. The total volume fraction of magnetic phase is 0.2. The rheological dependences of MR fluid are shown in Fig. 3. The relative magnetic conductance reduces from 2.1 on the initial part of the magnetization curve to 1.4 when the magnetic induction is 0.5 T.

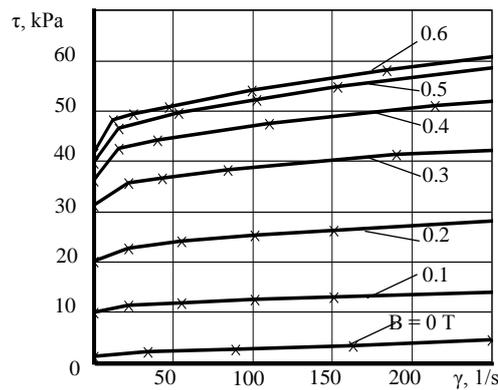


Fig. 3. Rheological curves of MR fluid used in model

Static power characteristic of the damper was originally taken without MR fluid that allowed to take into account friction forces and warp forces of the mobile piston with and without magnetic field. Under the magnetic field the friction force increases because of one-sided tension that becomes apparent in the piston with magnetically conductive poles. Then, the power characteristic of the model with MR fluid was taken with and without a transverse magnetic field from 0.00 to 0.40 T. MR fluid filled all the model's volume: a work area and buffer spaces on the top and bottom.

The piston moved on 2 mm every 5 minutes in the static mode. The value of the force on the piston was fixed. The motion was realized from the down position up 40 mm. Then, the piston moved down to the initial position with the same step. The piston's motion in statics is two times as much than its movement in dynamics to involve all range of possible piston's positions.

The model's resistance force without a magnetic field was subtracted from the received forces on the piston in the presence of MR fluid and a magnetic field. The force dependences resulting from a magnetic spring effect and a yield stress of MR fluid were received as a result. The difference in the forces' modules needed for the pole's movement up and down is equal to the double value of magnetic spring force with the sign '-', if the positive forces' value is upward direction. The modules' sum of motion forces is equal to the double value of the forces appearing due to structuring of MR fluid in a magnetic field. This force has always the opposite direction towards the piston's shift in any side.

Dynamic research for each piston's variation was held with the oscillation frequencies equal to 0.2–0.4–0.6–0.8–1.0 Hz and magnetic induction 0–0.05–0.10–0.15–0.20–0.30–0.40 T. The experiments were held with the amplitude of 10 mm from two initial positions (Fig. 1) at room temperature. Transitional processes weren't taken into account.

V. ANALYSIS OF THE RESULTS

The curves of the forces' change on the piston with and without MR fluid under the change of a magnetic field are shown in Fig. 4. The appropriate positions of the piston are shown under X-axis, and the direction of the motion is marked with arrows. Mechanical resistance forces in all taken curves are equal that allows to take them into account during the analysis of the experimental results.

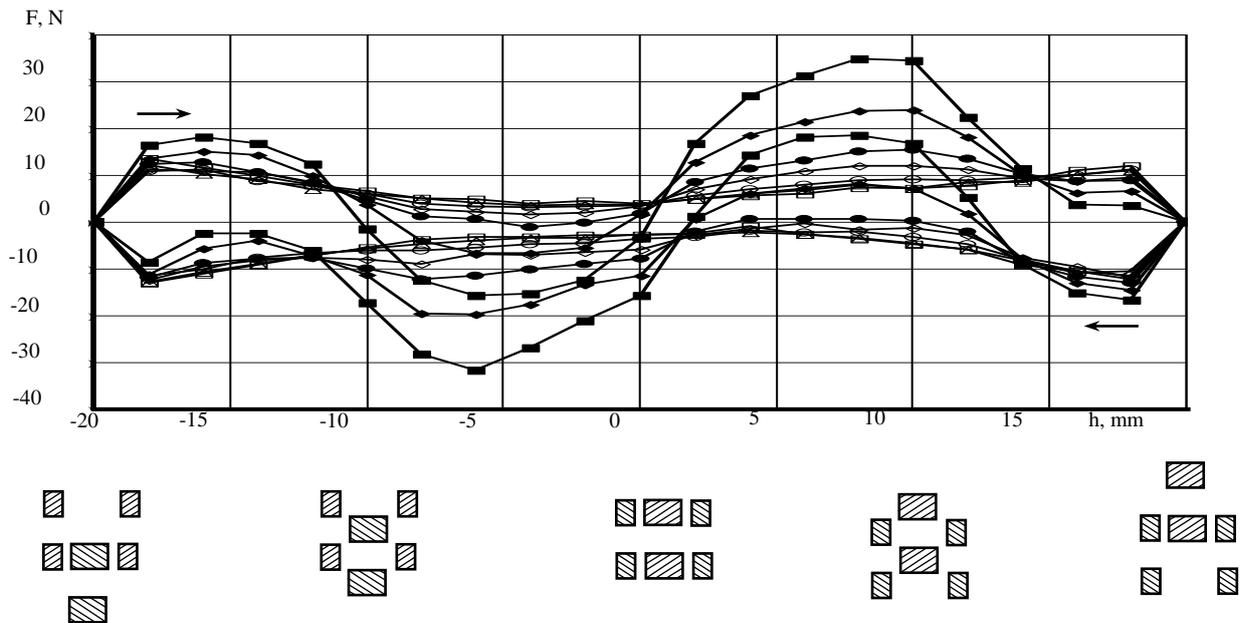


Fig. 4. Dependence of static resistance force of damper with ferromagnetic piston without MR fluid on piston's position

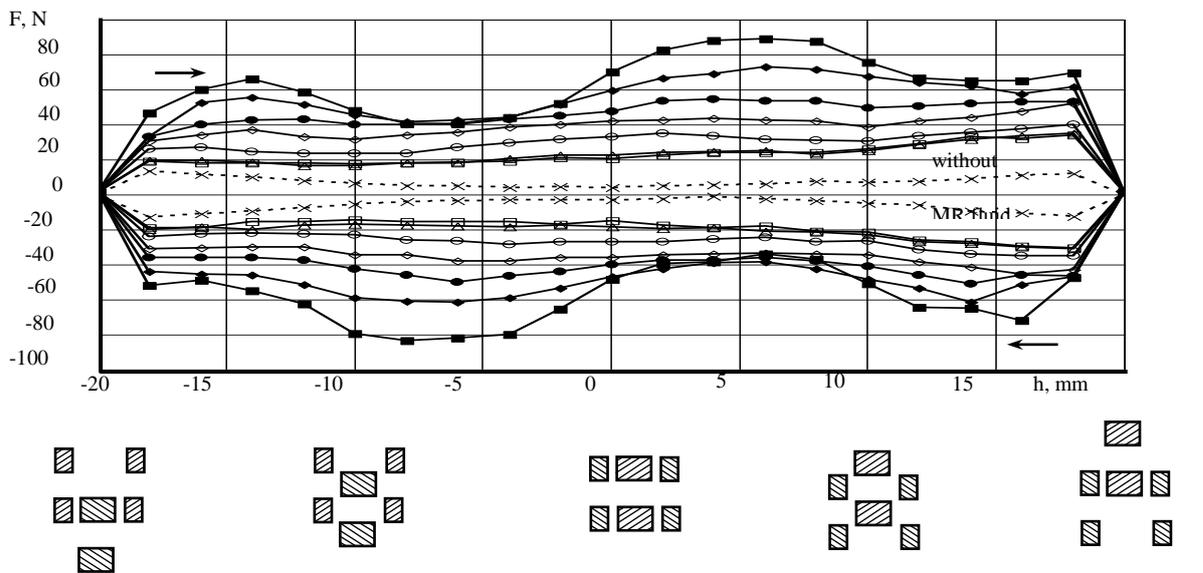


Fig. 5. Dependence of static resistance force of damper with ferromagnetic piston and MR fluid on piston's position

When the piston is moved upward, its ferromagnetic part leaves the gap between the poles and a restoring force is appeared. During the further piston's movement both of its ferromagnetic parts begin to interact with the poles of the body and the forces grow. It is necessary to hold the piston in the right position, which gives negative values of the strain-gauge. When the piston is in a symmetrical position with the poles, the magnetic spring force decreases to zero. During the further upward movement a significant force is appeared firstly, but by the end of the movement it

decreases to zero. Moving the piston down gives similar results. Filling the MR fluid model leads to a smoothing of the magnetic spring effect (Fig. 5).

The MR fluid yield stress in a magnetic field increases, and the signal of strain-gauge remains positive when the piston is from -10 to 0 mm. However the change of the magnetic spring force remains the same: firstly it is directed downward and increases the driving force, then it changes the direction (the resultant force decreases), after zero position the downward force increases and decreases to zero gradually. Viscous forces decrease when the length of the gap decreases.

It is possible to separate the magnetic spring forces and the MR fluid shear stress for different values of magnetic induction in the external magnetic field. The curves for the piston with ferromagnetic elements are shown in Fig. 6, 7.

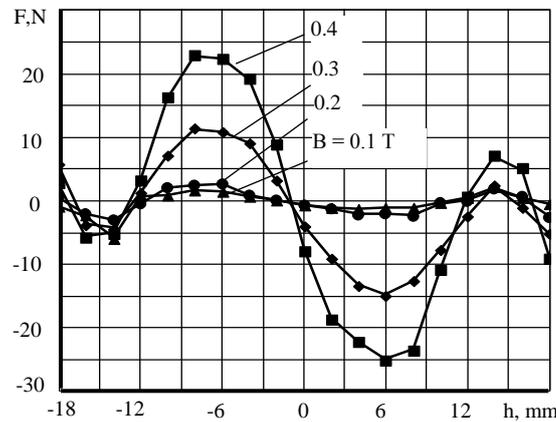


Fig. 6. Magnetic spring forces in magnetic piston

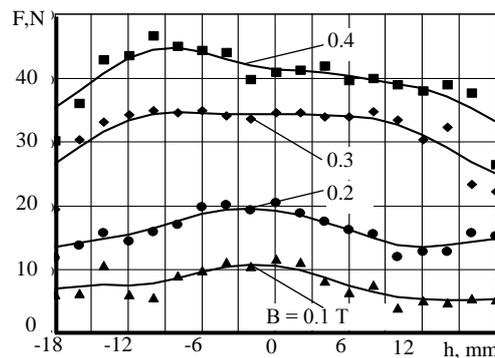


Fig. 7. Forces appearing because of MR fluid yield stress

The forces connected with the MR fluid yield stress in a magnetic field are more than the forces from the magnetic spring effect. This is especially noticeable during weak magnetic fields where the magnetic spring effect is weak. The MR fluid

yield stress is maximum when the piston is in a symmetrical position with the poles (the magnetic spring forces are practically zero).

During the research of MR damper in dynamics the piston's harmonic oscillations were in two initial positions (Fig. 1). The upper and lower edge of the piston coincide with the edges of the body's poles in "position 1" (Fig. 1a). The piston's upper edge coincides with the lower edge of the body's upper pole in "position 2" (Fig. 1b). The harmonic oscillations of the piston were up and down relative to these positions with the amplitude of 10 mm.

When a non-magnetic piston moves, the hydrodynamic resistance grows during increasing shear rate in the gap (Fig. 8). At high values of magnetic induction in the working area (0.3 T and more) hydrodynamic resistance plays a major role in the formation of the power characteristics in the damper with a nonmagnetic piston. The magnetic spring effect affects the displacement of the maximum force to the region of the piston's penetration into the gap between the poles (curve 2).

During harmonic oscillation of the piston with ferromagnetic elements the change of force depends on the average position (Fig. 9).

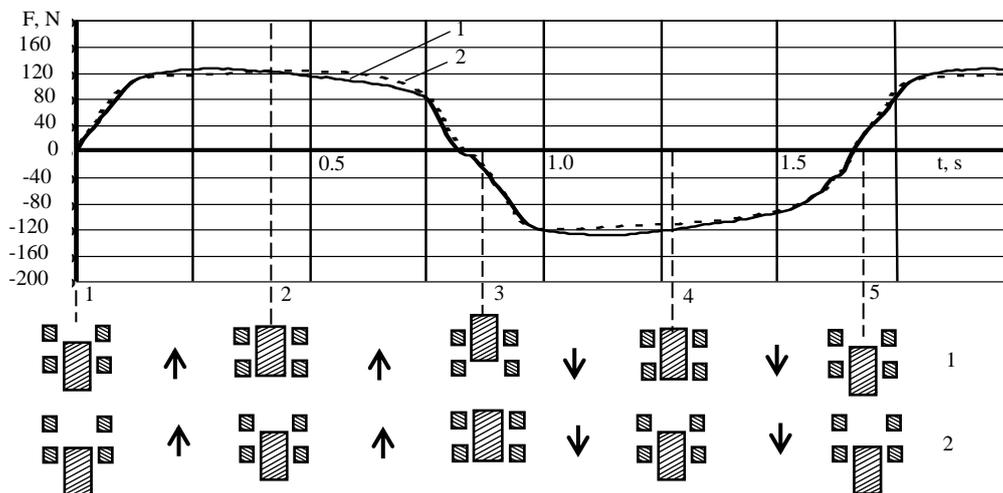


Fig. 8. Resistance forces of damper during oscillation motion $B = 0.4 \text{ T}$ for non-magnetic piston: 1 – "position 1"; 2 – "position 2"

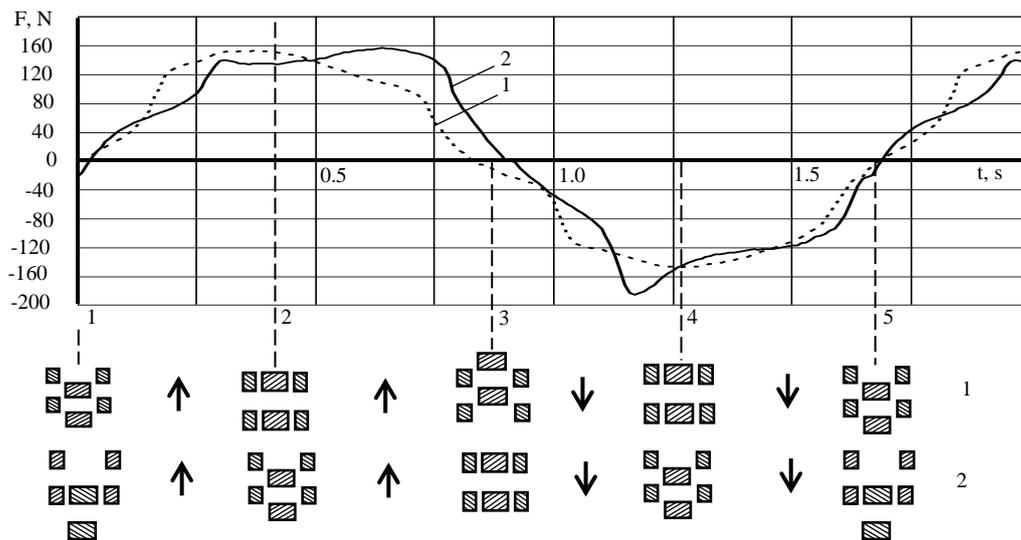


Fig. 9. Resistance forces of damper during oscillation motion
 $B = 0.4 \text{ T}$ for ferromagnetic piston: 1 – “position 1”; 2 – “position 2”

The piston starts to move upward at the moment of the maximum magnetic spring force from “position 1”. The both piston’s ferromagnetic elements make this force. The speed of movement is still low and the magnetic force directed against the hydrodynamic force is expressed in the reduction of the resultant resistance force. Then, the magnetic force decreases rapidly, and the hydrodynamic force increases. After the piston passes the middle position the speed of motion decreases, but the magnetic force changes its direction, and the resultant force decreases slowly. When the position reaches its upper position, its speed decreases.

Moreover, the magnetic force decreases too when the piston’s ferromagnetic elements leave the gap between the poles. The downward movement of the piston proceeds in the same way as the upward movement.

In the second case, the upward movement of the piston begins from “position 2”, where the magnetic force is made by only one ferromagnetic element, but it is directed downward against the movement of the piston, and the resistance force increases. When the movement speed increases, the share of the hydrodynamic force increases too. When the piston passage the middle position, a maximum magnetic force appears, but it is directed upward. The change in the direction of the magnetic force is expressed in a decrease of the resultant force, despite the fact that the length of

the piston section located in the area of maximum inductions increases. After the ferromagnetic parts of the piston partially enter the gap between the poles, the magnetic force decreases to zero, and the resultant resistance force decreases sharply.

The downward movement of the piston is characterized by a sharp increase of the magnetic force at the moment when the ferromagnetic parts of the piston leave the gaps between the poles. The resistance force increases in a peak-like way because of the opposite direction of the magnetic force. Then the magnetic force becomes co-directed with the driving one, and the resultant force decreases by almost 20 N in comparison to the upward piston's movement. The achievement of the lowest position is characterized by a sharp decrease of the force.

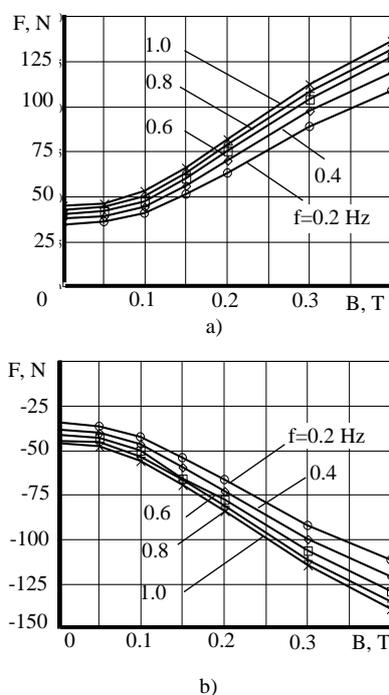


Fig. 10. Dependence of maximum resistance force of damper on magnetic induction. Non-magnetic piston: a – upward movement; b – downward movement

The dependences of the maximum resistance force on the magnetic induction (Fig. 10) are plotted according to the time-force oscillograms. It is seen that the maximum force depends on the magnetic induction and almost does not depend on the oscillation frequency. However, when the induction increases the dependence of the maximum resistance force on the oscillation frequency increases. The activation of MR fluid is not observed at low values of magnetic induction. It becomes possible to

influence on MR fluid with an external magnetic field only after reaching the values of 0.1 T and more. When the external field is 0.4 T, the force controlled by the magnetic field is 68 %. The minimum uncontrolled resistance force is about 32 %.

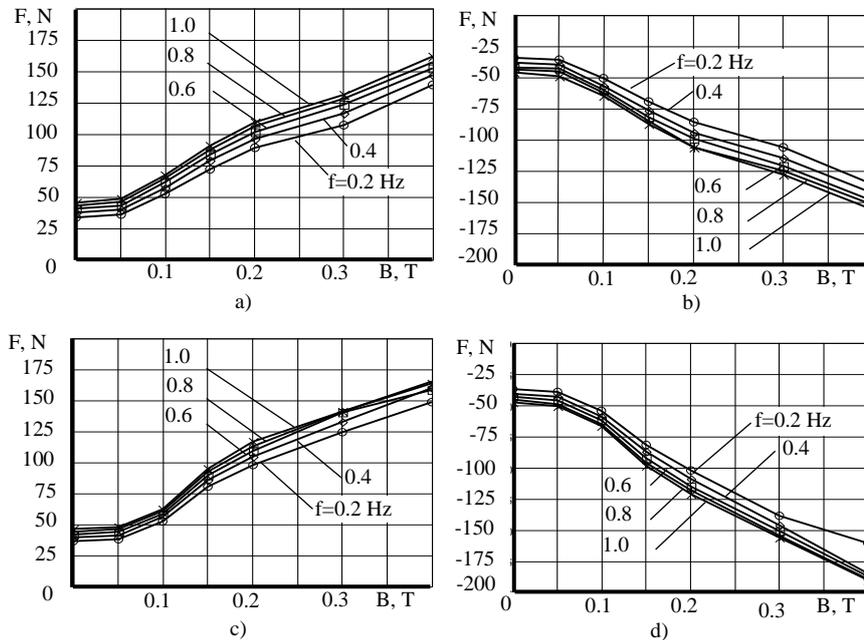


Fig. 11. Dependence of maximum resistance force of damper on magnetic induction. Piston with ferromagnetic elements: a – upward movement (position 1); b – downward movement (position 1); c – upward movement (position 2); d – downward movement (position 2)

In the area of large magnetic fields the influence of the MR fluid flow velocity becomes more noticeable. The piston with ferromagnetic elements increases the efforts against the piston’s movement in comparison to a non-magnetic piston, by 20 % when it moves upward and by 38% when it moves downward from the initial “position 2” (Fig. 11). The proportion of the force controlled by the magnetic field increases from 71 % (upward movement) to 75 % (downward movement). At low piston speeds the ratio of the magnetic spring and magnetic viscosity forces depends on the initial position of the oscillation process.

VI. CONCLUSION

Thus, the obtained experimental data show that the usage of the damper with alternating areas of high and low magnetic conductivity expands the possibilities for

forming the resistance force in the MR damper. The increase of the magnetic field to 0.4 T causes the increase of the resistance force in the damper by 4 times. The proportion of the resistance force to the piston's movement is 75 % of the total force.

The piston made of a non-magnetic material causes a weak effect of the magnetic spring forces in comparison to the magneto-viscous forces. The magnetic spring effect is expressed more strongly in a piston with ferromagnetic elements. However, the non-magnetic piston provides self-centering relative to the body and reduces friction forces. It can be important when designing the MR damper for small energy oscillations.

At low piston speeds the viscous forces are small and the magnetic spring forces and the yield stress of MR fluid in a magnetic field are important. This will be especially evident when the values of magnetic induction are more than 0.5 T (the possibility of MR fluid structuring will run out, and the magnetic spring effect will increase). Its usage will improve the efficiency of damping at small oscillation amplitudes and frequencies.

It is possible to obtain an asymmetrical force characteristic by changing the initial piston's position: to increase the rebound force and reduce the compression force. Previously it was achieved by using valves and spools. The rejection of moving parts increases the reliability of the damper.

The existence of a large number of pole pairs on the piston and the body increases the magnetic spring forces. The value of the resistance force will be determined by the minimum number of pole pairs on the body or the piston. In addition, the length of the working area must be commensurable with the poles. If the oscillation amplitude is high, then the existence of the working area of the same size can increase the MR dampers size to inadmissible limits. Therefore, the MR dampers design should take into account a lot of different factors and requirements.

REFERENCES

1. G T. Yonezu, K. Watanabe, Suzuki E and T. Sasakawa, "Characteristics of Magnetic Springs for Guidance of Superconducting Maglev Vehicles," QR of RTRI 2018; Vol. 59, No. 4, pp 293-298.

2. J. Snamina, P. Habel, "Magnetic spring as the element of vibration reduction system," *Mechanics and Control*, Vol. 29 No 1, 2010, pp. 40-44.
3. Murakami, H. Ohchiai, S. Matumoto and Y. Ando, "Development of Variable Rate Spring by Permanent Magnet with Flux Concentration Method," *Jorunal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol. 23, No.3, 2015, pp. 540-544.
4. .D. Jimenez, R. Rizzo, M.J. Gomez-Garcia and E. Corral-Abad, "Review of Passive Electromagnetic Devices for Vibration Damping and Isolation," *Shock and Vibration*, Vol. 2019, Article ID 1250707, 16 pages, <https://doi.org/10.1155/2019/1250707>
5. V. Tripathi, U.K. Joshi, "Experimental Analysis of Fabricated Magnetorheological Damper by Using Different Magnetorheological Fluid. A Review," *IJESRT*, vol. 3(4), April, 2014, pp. 8025—8032.
6. A.M. Abakumov, V.E. Antropov, D.G. Randin, "Electrotechnical vibration isolation system with a magnetorheological damper," *ICIEAM 2017*, 2017, Article ID 8076160
7. S. Kamiyama, K. Okamoto, T. Oyama, "Kamiyama S. Study on regulating characteristics of magnetic fluid active damper," *Energy Conversion and Management*, Vol.43, 2002, pp. 281-287
8. G. Yang, "Large-scale magnetorheological fluid damper for vibration mitigation: modeling, testing and control," PhD thesis, Notre Dame, Indiana, 2001, 480 p.
9. X. Yuan. T. Tian, H. Ling, T. Qiu, H. He, "A review on structural development of magnetorheological," *Shock and Vibration*, Volume 2019, Article ID 1498962, 33 p.
10. S. Nesterov, "Improvement of models and structures of piston-type electromechanical magnetorheological dampers [Sovershenstvovanie modelej i konstrukcij porshnevnyh jelektromehaničeskikh magnitozhidkostnyh dempferov]," PhD thesis, Samara, Russian Federation, 2019, 142 p.

Semenova N. G., Valiullin K. R.
Orenburg State University

MANAGEMENT OF STREET LIGHTING INSTALLATIONS IN CHANGING ENVIRONMENTAL CONDITIONS

Abstract: A comparative analysis of existing street lighting installation (SLI) control algorithms has shown that modern implementation of energy-efficient control algorithms doesn't take in account the requirements of regulatory documents to ensure the normative level of illumination of the road surface. Existing control algorithms based on deterministic methods, which does not provide a high level of energy efficiency in changing environmental conditions (weather, natural light) and uncertain initial data (traffic intensity). So, the work proposes to use the mathematical apparatus of artificial neural networks for the implementation of control algorithms with independent or united accounting of two input variables: natural luminosity and forecast of traffic intensity. The developed algorithms for energy-efficient control of the SLI are tested on a simulation model of a SLI control system created in the MATLAB software. The results of modeling are following: the implementation of the control algorithm allows to reduce energy consumption of the SLI by 35.9% due to dimming of the light flux in hours with low traffic intensity, which confirms the energy-efficient functioning of the SLI, controlled by developed algorithm.

Keywords: Street lighting installations, control algorithm, energy efficiency

I. INTRODUCTION

One of the focus areas of the development of the electric power industry is the development of energy-efficient electrical facilities, systems, and complexes. Due to the fact that the consumption of electric energy by street lighting installations (SLI) can reach from 15 to 30 % of the total energy consumption of the city (according to REA report for 2020), the topic of the study is relevant and significant.

The analysis of scientific publications and technical solutions in the field of SLI design has shown that currently two approaches are mainly used to improve their energy-efficient functioning: replacement of light sources with more efficient ones and development of algorithms for energy-efficient SLI management. By the energy-efficient SLI functioning the ensuring the normative level of illumination of the road pavement with the lowest electricity SLI consumption is meant, and by the algorithm of energy-efficient management – a consistent set of operational actions that ensure the energy-efficient SLI functioning.

The replacement of light sources with more efficient ones is studied in detail in the research papers of Eisenberg [1], Ovcharova [2], Bondareva [3, 4], Galushchak [5], and Vagina, Malafeeva [6, 7]. Based on the comparative analysis of light sources currently used for street lighting, it is concluded that when developing lighting control systems, it is necessary to focus on LED light sources, since they allow increasing energy efficiency not only due to higher luminous efficiency, but also by reducing losses in lighting networks. It is also worth mentioning that LED light sources have extensive capabilities for regulating power consumption and luminous flux, which is a significant advantage when used with modern control SLI systems. In connection with these advantages, when developing energy-efficient control algorithms, the regulation of the luminous flux specifically for LED light sources was considered.

The issues of the introduction of automated control SLI systems are considered in the studies of Kazarinov, Barbasova [8-10], Schneider, Vstavskaya [11, 12], and Saprionov, Nikulichev [13, 14]. In spite of the indisputable value of the conducted research, it should be noted that the mathematical software used by the authors is

based on deterministic and stochastic methods, which in changing environmental conditions (weather, natural illumination) and uncertain initial data (traffic intensity) does not provide a high level of energy efficiency of the functioning of the street lighting system.

In the studies of Yarushkina, Yakhyaeva, and Matveyev [15, 16] it is noted that in problems with changing and uncertain input data it is advisable to use neural network and fuzzy logic technologies. The use of the fuzzy logic apparatus in the control SLI systems is considered by Krasnokutsky [17], but the proposed models and algorithms take into account only the values of natural illumination, without considering moving objects. The high efficiency of the use of artificial neural networks in the control algorithms of SLI is noted in the studies of foreign authors Lavric, Pizzuti, and Moretti [18, 19]. However, the developed models and algorithms do not take into account the requirements for ensuring the normative level of illumination of the road pavement.

Based on the aforesaid, the scope of the study is developing an algorithm for energy-efficient SLI management by two variables: external illumination and traffic intensity based on neural network (NN) technologies, taking into account regulatory requirements for road illumination.

First, the implementation of energy-efficient SLI management for each variable separately as part of a pilot experimental study will be considered.

II. THE ALGORITHM OF ENERGY-EFFICIENT SLI MANAGEMENT BY THE VALUE OF EXTERNAL (NATURAL) ILLUMINATION

The main purpose of this algorithm is to determine the value of the power consumption of electric energy by street lighting installations P , which provides the normative value of the illumination of the road surface Env , taking into account the natural illumination Eni . It is proposed in the study to determine the SLI power by means of artificial neural networks (ANN), which have the ability not only to process large amounts of information, but also to self-adjust and self-learn [20].

Designed in the study, ANN is implemented in two modes: training and control of street lighting installations. A three-layer direct propagation network with one neuron in the input and output layers and 10 neurons in the hidden layer was chosen as ANN architecture [21]. The binary sigmoidal function was used as the activation function:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (1)$$

NN Training. The main task of ANN training was to experimentally determine the set of training pairs from the population of vectors of input values of natural illumination $\{E_1, E_2, \dots, E_n\}$ and the corresponding output values of the power consumed by street lighting installations $\{P_1, P_2, \dots, P_n\}$, which ensures energy-efficient SLI functioning. The ANN training was carried out by the method of error back propagation, consisting of the following operations:

1. Initialization of the neural network: the input value of natural illumination E is arrived at the ANN input, for which the values at the output of each of the neurons of the network are determined as:

$$Y_i = f\left(\sum_{k=1}^a w_{k,i} \cdot Y_k\right), \quad (2)$$

where k is the number of the neuron in the previous layer;

i is the number of the neuron in the current layer;

w is the weight of the corresponding link;

$Y_{k(i)}$ is the value at the output of the neuron of the previous layer;

a is the number of neurons in the current layer.

At the output of the network, a vector of output values of the SLI power P_{out} is formed.

2. Adjustment of the SLI power.

In accordance with the condition of deviation of the illumination of the road pavement by no more than 5 % from the standard:

$$0.95 \cdot E_{norm} \leq E_{r.p.} \leq 1.05 \cdot E_{norm}, \quad (3)$$

where E_{norm} is the normalized illumination, lux;

$Er.p.$ is the illumination on the road pavement, lux;

the vector of the desired power values P is formed, corresponding to the SLI power necessary to ensure the illumination of the road pavement with a given natural illumination E .

3. Adjusting the weights of the neurons connections w . This action is proposed to be carried out by the gradient descent method. First, the error gradient is determined:

$$\delta_{out} = (P_{out} - P) \cdot \frac{dP_{out}}{ds}, \quad (4)$$

Next, the values of the change in the weights connecting the neurons are calculated

$$\Delta w_{i, out} = -\eta \cdot \delta_{out} \cdot Y_i, \quad (5)$$

where η is the learning rate coefficient, $0 < \eta < 1$.

The weights of the connections of neurons are adjusted according to the formula:

$$w_{i,j}^t = w_{i,j}^{t-1} + \Delta w_{i,j}^t, \quad (5)$$

where t is the number of the training iteration.

4. End of training. The error of the network is the deviation of the value obtained in item 1 from the desired value of P for each pair of $\{E_{\pi}, P_{\pi}\}$. Training stops when a predetermined learning error is reached, or when it stops decreasing.

The block diagram of the ANN learning algorithm is shown in Figure 1. The software implementation of the algorithm is using C# programming language.

Graphically, the function that determines the value of the criterion $K1$ is shown in Fig. 1. The average illumination as a percentage relative to the normalized illumination is shown in the abscissa axis.

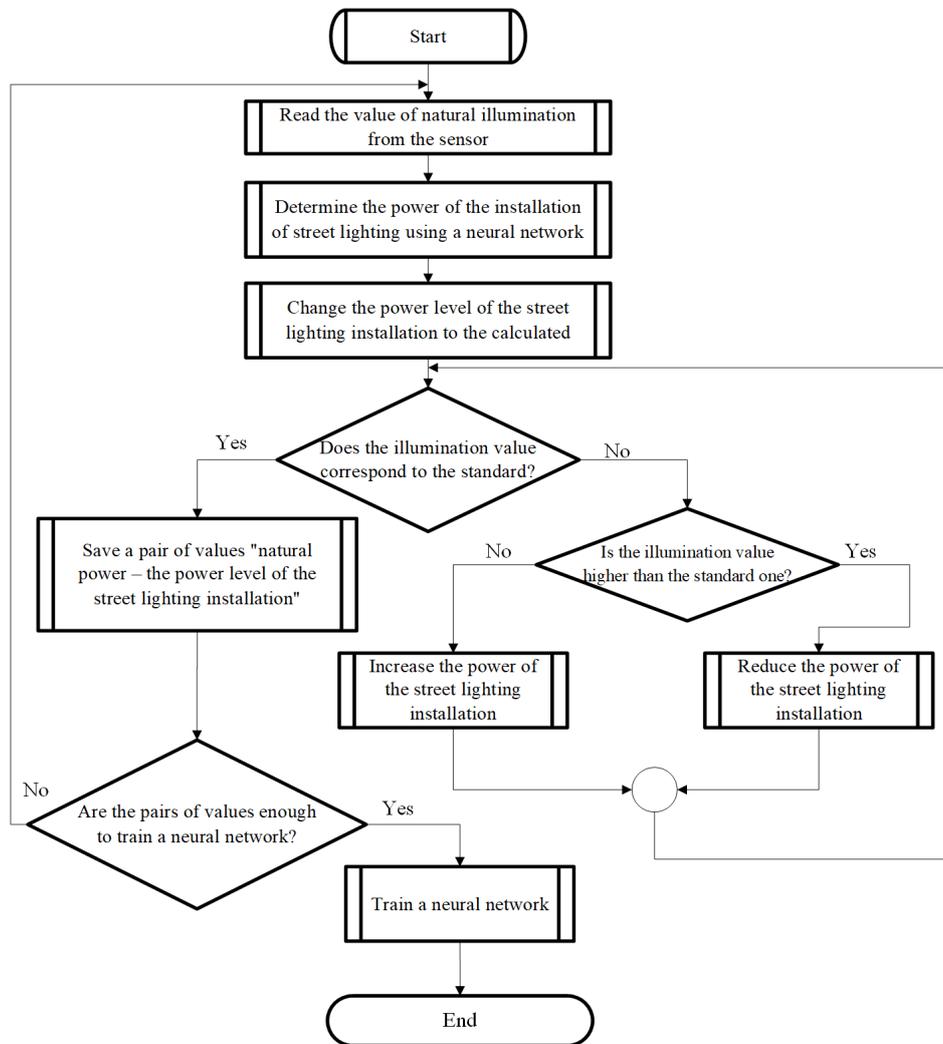


Fig. 1. Block diagram of the operation of the street lighting control system in training mode

The operation of the neural network in the SLI control mode. The main task of ANN in the SLI control mode is to determine the pairs $\{E_{\pi}, P_{\pi}\}$ at which the illumination value of the pavement will meet regulatory requirements.

In this mode, the ANN operation consists of the following actions:

1. Determination of the current values of the natural illumination E_{ni} . Natural illumination is determined by reading these values from the corresponding sensor.
2. Determination of the SLI power value. This action is carried out with the help of a trained neural network, at the output of which the SLI power value is formed, at which its energy-efficient functioning is ensured.
3. Change in the SLI electric power consumption.

The found desired power value P is fed to the control unit, for example, to a driver with pulse-width modulation (PWM), which allows for a smooth change in the power and luminous flux of SLI. The control scheme is shown in Figure 2.

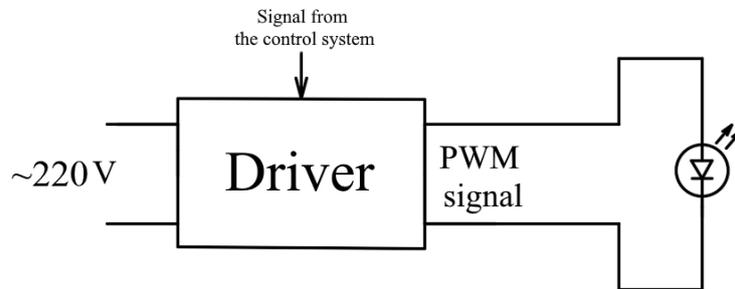


Fig. 2. The power control scheme of SLI

III. THE ALGORITHM FOR ADJUSTING THE SLI POWER BY PREDICTING THE INTENSITY OF TRAFFIC

In accordance with regulatory documents [22], the regulated value of the illumination of the road pavement can be significantly reduced at low traffic intensity. In this regard, it is proposed in the study to adjust the value of the SLI power according to the second input variable – the value of traffic intensity.

In view of the fact that the value of traffic intensity depends on the parameters of the external environment: day of the week, time of day, type of street, emergency situations, etc., it is proposed in the study to adjust the SLI power by predicting traffic intensity based on ANN [23].

To adjust the SLI power, the following sequence of operations is proposed:

1. Determination of the traffic intensity value using motion sensors during the day. It is proposed to use microwave sensors that have a high range and allow taking into account the number of moving objects both on the roadway and on the sidewalk as motion sensors. As a result, a database is formed on the number of vehicles per unit of time.

2. Forecasting traffic intensity.

- 2.1 The optimal prediction parameters were determined using NN of direct propagation consisting of an input layer with a number of neurons equal to the value

of the prediction depth, one hidden layer with 35 neurons, and an output layer with three neurons. The hyperbolic tangent function was used as the activation function:

$$f(x) = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1} \quad (7)$$

NN training was carried out in MATLAB, using the method of error back propagation [26]. The percentages of erroneous forecasting with variable combinations of forecasting parameters "forecasting depth", "forecasting interval", provided that the "forecasting horizon" was equal to 1, are shown in Table 1.

Table 1

Percentage of Erroneous Forecasts for Variable Combinations of Forecasting Parameters

	Prediction depth				
		4 hours	8 hours	12 hours	24 hours
Predictio n interval	5 min	5.945 %	6.354 %	6.57 %	4.977 %
	10 min	5.081 %	4.896 %	5.235 %	4.051 %
	15 min	4.878 %	5.156 %	4.647 %	5.035 %

It follows from Table 1 that the greatest accuracy in predicting traffic intensity, corresponding to the minimum number of erroneous forecasts, corresponds to a combination of the forecasting depth of "24 hours" and the forecasting interval of "10 minutes".

2.2. Determination of the forecast value of traffic intensity (A_{prog}). Traffic intensity values are read from the database every 10 minutes during the previous 24 hours, which are submitted to the input of a pre-trained ANN. At the output of the neural network, a forecast value of traffic intensity for the next 10 minutes is formed.

3. Adjustment of the SLI power. It is proposed to adjust the power of street lighting installations in accordance with the regulated rules of CS 52.13330.2016. The formalization of the regulated rules is presented in the form of a system of equations (8):

$$P = \begin{cases} P_0, & \text{if } 0.33 \cdot A_{MAX} \leq A_{prog} \leq A_{MAX} \\ 0.66 \cdot P_0, & \text{if } 0.2 \cdot A_{MAX} \leq A_{prog} < 0.33 \cdot A_{MAX} \\ 0.5 \cdot P_0, & A_{prog} < 0.2 \cdot A_{MAX} \end{cases} \quad (8)$$

The adjusted value of the SLI electric power consumption is fed to the SLI power control circuit, Figure 2.

VII. THE ALGORITHM OF ENERGY-EFFICIENT SLI CONTROL BY ILLUMINATION AND TRAFFIC INTENSITY

By combining algorithms for determining the SLI power by the value of natural illumination and adjusting the power by the value of traffic intensity, an integrative algorithm for energy-efficient SLI control in changing external conditions is obtained, Figure 3. Here the dotted line highlights the algorithm for adjusting the power by the predicted value of traffic intensity.

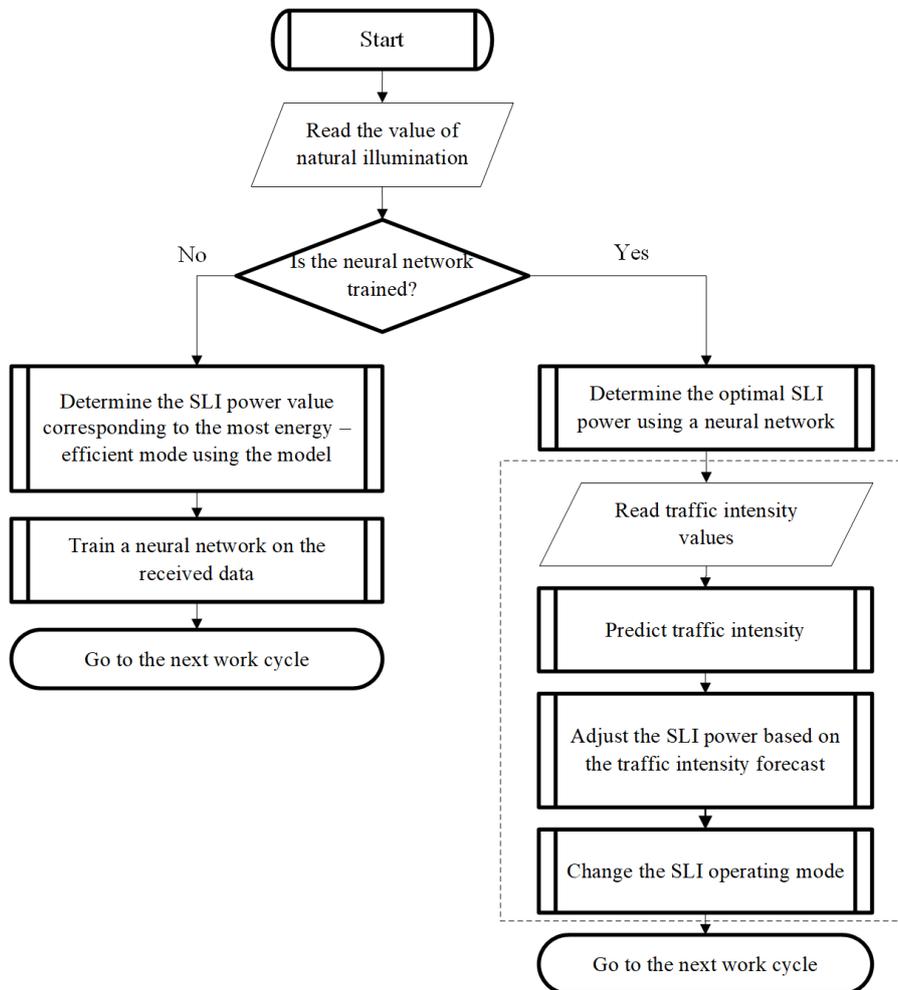


Fig. 3. Block diagram of energy-efficient SLI management in changing external conditions

IV. COMPARISON OF THE DEVELOPED ALGORITHMS

The presented algorithm is tested on a simulation model of the SLI control system, developed in MATLAB and described in detail in [25]. By means of a simulation model, a comparison of the proposed algorithms for energy-efficient control of SLI in terms of illumination and/or traffic intensity forecast is carried out with the most currently used in the Russian Federation algorithm for SLI controlling according to a schedule, which provides SLI switching on/off according to a predetermined schedule, depending on the time of sunset and sunrise.

Figure 4 shows plots of changes in the power consumed by SLI with various control algorithms: according to the schedule; by illumination; by illumination and traffic intensity for the period from 07/25/2020 to 07/29/2020.

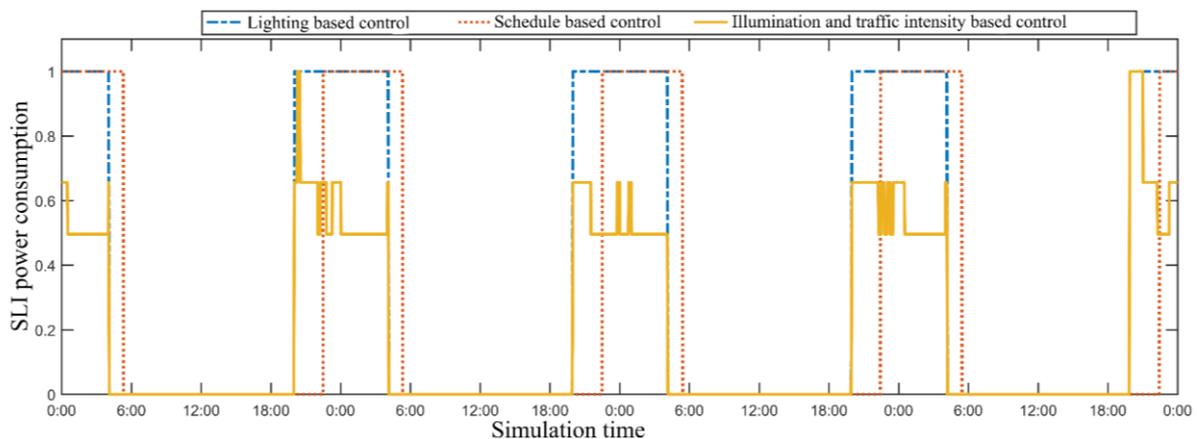


Fig. 4. Change in the electric power consumption of SLI with different control algorithms

The analysis of the obtained plots showed that the algorithm of energy-efficient control in terms of illumination and traffic intensity allows reducing the energy consumption of SLI by 2890.6 kWh (35.9 %) by dimming the luminous flux during hours with low traffic intensity.

The estimated savings in Orenburg from the implementation of the proposed algorithm for energy-efficient SLI management, taking into account external illumination and traffic intensity, will be 5,708 MWh of electric energy or 16.78 million rubles per year.

Taking into account the experience of developing and implementing street lighting control systems described in [26, 27], the further objectives of the study are the practical implementation of the developed algorithms, taking into account the peculiarities of the road and street network of Russian cities, as well as algorithms for diagnosing elements of the street lighting system and ways of communication between them.

CONCLUSION

1. The analysis of scientific publications and technical solutions in the field of improving the energy efficiency of the functioning of SLI allowed substantiating that the most promising and least studied direction is the development of algorithms for energy-efficient SLI management using artificial neural networks.

2. The following control algorithms have been developed:

- algorithm for energy-efficient control of SLI by the value of external illumination, implemented using the mathematical apparatus of artificial neural networks;

- algorithm for adjusting the electric power consumption by means of neural network forecasting of traffic intensity in changing external conditions;

- integrative algorithm for energy-efficient SLI management by two variables, combining algorithms for energy-efficient SLI management by the value of natural illumination and adjusting the electric power consumption of SLI by the predicted value of traffic intensity in conditions of ensuring regulatory requirements for the illumination of the road pavement.

3. The results of the simulation of the proposed algorithm for energy-efficient SLI control by two variables in MATLAB showed that its implementation in the automated control system of SLI will reduce the energy consumption by up to 35.9 %.

REFERENCES

1. Yu. B. Aizenberg, "On the strategy and tactics of the development of the lighting industry of the Russian Federation and the task of halving energy consumption for electric lighting while improving people's living conditions" in *Lighting*, vol. 5-6, pp 62-69, 2013.

2. A. T. Ovcharov, "LED lighting technology in outdoor lighting" in Bulletin of TGASU, vol. 1, pp 55-68, 2014.
3. A. V. Bondarev, V. A. Zverev and K. A. Bagrov, "Issues of the effectiveness of modern means of street lighting" in Collection of articles of the All-Russian scientific and practical conference "Scientific and technical creativity of youth as an innovative resource of modern society", pp 137-142, 2013.
4. A. V. Bondarev, V. A. Zverev and K. A. Bagrov, "Issues of improving the efficiency of modern street lighting" in Collection of articles of the International Scientific and Practical Conference "Innovations in Science", pp 211-223, 2013.
5. V. S. Galushchak, "Innovative directions in street lighting of cities and rural settlements in Proceedings of the Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, vol. 5(2), pp 272-275, 2010.
6. G. Ya. Vagin, E.B. Solntsev and O.Yu. Malafeev, "Analysis of the selection criteria for energy-efficient and high-quality light sources and fixtures" in Light engineering, vol. 5, pp 34-38, 2017.
7. G. Ya. Vagin, E.B. Solntsev and M. V. Martynyuk, "Study of a park of light sources, assessment of power consumption and the potential for saving electricity in lighting systems in Russia" in Light engineering, vol. 3, pp 12-21, 2016.
8. L.S. Kazarinov, D.A. Schneider, T.A. Barbasova et al., "Automated control systems for energy-efficient lighting: monograph". Chelyabinsk: Publishing Center of SUSU, publisher T. Lurie, 2011. -208 p.
9. L.S. Kazarinov, E.V. Vstavskaya, T.A. Barbasova, "The concept of increasing the energy efficiency of outdoor lighting complexes" in Fundamental research, vol. 12-3, pp 553-558, 2011.
10. L.S. Kazarinov, T.A. Barbasova, "Development of projects of energy-efficient street lighting systems based on an innovative technical and economic mechanism of reciprocal-targeted strengthening of budget financing" in Bulletin of SUSU Series Computer technologies, management, radio electronics, vol. 14(23), pp 92-97, 2011.
11. E.V. Vstavskaya, T.A. Barbasova and V.I. Konstantinov, "Optimization of the operating mode of LED lamps" in Electrotechnical complexes and control systems, vol. 4, pp 14-17, 2011.
12. E.V. Vstavskaya, T.A. Barbasova and V.I. Konstantinov, "Control of the operating modes of LED lamps with the transmission of information via the power supply" in Proceedings of the IX International Scientific and Practical Conference "Physics and technical applications of wave processes", vol. 5(2), pp 272-275, 2010.
13. A. Yu. Nikulichev, A. A. Saprionov et al, "Principles of constructing effective control systems for street lighting" in Proceedings of universities: Electromechanics (special issue), pp 135-137, 2008.
14. A. Yu. Nikulichev, A. A. Saprionov et al, "Street lighting control system using information transmission over the power supply network" in Proceedings of universities: Electromechanics (special issue), pp 137-138, 2008.
15. N. G. Yarushkina, "Designing intelligent information systems" in Science-intensive technologies, vol. 5, pp 61-66, 2013.
16. G. E. Yakhyaeva "Fuzzy sets and neural networks: textbook. allowance" Internet University of Information Technologies; BINOMIAL. Knowledge Laboratory, 2006. - 316 p.
17. I. N. Krasnokutsky, "Development of an algorithm and means of controlling power supply systems for lighting installations based on fuzzy logic methods": abstract of the dissertation for the degree of Cand. tech. Sciences", 2011, 20 p.
18. A. Lavric, V. Popa, "A traffic prediction algorithm for street lighting control efficiency" in Journal of applied computer science & mathematics, vol. 15, pp 13-17, 2013.
19. S. Pizzuti, F. Moretti, M. Annunziato, "Advanced street lighting control through neural network ensembling", in SMART 2013: The second international conference on smart systems, devices and technologies, pp. 76-81, 2013.
20. S. Haikin "Neural networks: a complete course", Ed. house "Williams", 1104 p., 2006.

21. N.G. Semenova, K.R. Valiullin, "Intelligent street lighting control system based on neural network technologies" in Bulletin of the Orenburg State University, vol. 4, pp 185-191, 2015.
22. Sanitary and epidemiological rules and regulations of SanPiN 2.2.4.3359-16 "Sanitary and epidemiological requirements for physical factors in the workplace" (approved by the resolution of the Chief State Sanitary Doctor of the Russian Federation of June 21, 2016 N 81).
23. K.R. Valiullin, N.G. Semenova, "Algorithms for energy-efficient control of street lighting installations with LED lamps" in Proceedings of universities: Electromechanics, vol. 2-3, pp 100-107, 2020.
24. N.G. Semenova, K.R. Valiullin, "The choice of optimal parameters for predicting the intensity of traffic" in Intellect. Innovations. Investments, vol. 7, pp 99-102, 2016.
25. K.R. Valiullin, "Simulation modeling of the electrical system of street lighting" in Electrical systems and complexes, vol. 4(41), pp 48-55, 2018.
26. A. A. Sapronov et al, "Evaluation of the economic efficiency of measures to modernize outdoor lighting networks" in Proceedings of universities: Electromechanics, vol. 3, , pp 81-82, 2014.
27. A. Yu. Nikulichev, A. A. Sapronov and A. G. Leshchenko, "Modernization of outdoor lighting networks – a real way to energy efficiency" in Automation in industry, vol. 9, , pp 12-16, 2011.

Milovzorov D. G.¹, Yasoveev V. Kh.¹, Galiev A. L.², Ahmetov Sh. R.², Petrov Yu. E.¹

¹Ufa State Aviation Technical University

²Sterlitamak branch of Bashkort State University

APPLICATION FEATURES OF FLUXGATE GRADIOMETER WITH VARIABLE BASE COMBINED WITH UAV

Abstract: The application issues of a fluxgate gradiometer with a program-controlled base in combination with a UAV are considered. The results of experimental field studies are presented, which showed that the gradiometer is capable to determine the ferromagnetic objects underground location with a sufficiently high selectivity.

Keywords: fluxgate three-component gradiometer, program-controlled base, three-axis fluxgate transducers.

A fluxgate three-component magnetometric gradiometer is an information-measuring system containing two or more three-component magnetically sensitive fluxgate transducers located on the same axis at a certain distance, called the base, and designed to measure magnetic field inhomogeneities when measuring projections, and the modulus of the magnetic field induction vector. The gradiometer can be used to measure the parameters of the inhomogeneity of the magnetic field in a certain area above the Earth's surface. Magnetic field inhomogeneities can occur for various reasons, one of which is the presence of ferromagnetic materials in the sensitivity region of the sensors.

Particularly, the gradiometer is used to search for locations of main pipelines, as well as to determine the places of sharp drops in the magnetic induction vector modulus, characterizing the presence of various defects or violation of the integrity of the pipeline insulation. When the natural geomagnetic field is distorted in the presence of an additional field of a ferromagnetic object, the magnitude of the magnetic field induction vector in the zone of the fluxgate sensitive element changes its magnitude and direction. This means the presence of a ferromagnetic object.

1. DESIGN OF THE GRADIOMETER

The fluxgate gradiometer with a software-controlled base presented in this paper makes it possible to obtain measurement data at various bases (distances between groups of orthogonal fluxgate sensors), since the size of the gradiometer base affects the measurements resolution [1, 2]. The smaller gradiometer base, the smaller defects can be detected and analyzed, but these defects can be felt only at small distances from the object. The large base of the gradiometer reflects the integral (total) characteristics of the object, which can be seen from large distances.

There are various construction options and design of gradiometers with fluxgate sensors [2-6].

When developing and manufacturing a three-element three-component fluxgate gradiometer, the following requirements were taken into account:

- the designed gradiometer must be able to work both with a portable (on foot) survey, and have a suspension for attaching to an unmanned aerial vehicle (UAV) and/or other carrier (tug);
- must have sufficient strength to maintain the integrity of the hull and internal equipment in working order in case of possible impacts on branches, tree trunks, earth, stones, which can occur in the event of an incorrect choice of height or flight path of the UAV (carrier);
- the gradiometer must remain operational in a wide range of ambient temperatures, as well as under various atmospheric phenomena (rain, fog, snow).

The body of the gradiometer is made of a cylindrical shape, which for the most part is devoid of disadvantages regarding aerodynamic drag. Turbulent eddies of the medium are created only from the side opposite to the movement or direction of the wind (the sum of the vectors of its own speed and wind speed). In this case, the mathematical model used does not imply the selection of a separate component of the magnetic induction vector: the square root of the sum of the squares of the horizontal components is used. The vertical component can in any case be oriented with great precision. If spatial orientation is necessary along axes parallel to the horizontal on the case, marks can be applied using paint, engraving, or in another way that does not create magnetic interference (for example, by fusing plastic ribs).

The signals measured by the gradiometer are the projections of X , Y and Z on the sensitivity axes of three-component fluxgate sensors. The relationship equations for the measured projections and the angles of the gradiometer body spatial orientation are determined by the following relationships:

$$\left. \begin{aligned} T_X \cos \theta \cos \varphi - T_Y \cos \theta \sin \varphi + T_Z \sin \theta &= \cos \alpha \cos \vartheta \cdot T \\ T_X \sin \varphi + T_Y \cos \varphi &= -\sin \alpha \cos \vartheta \cdot T \\ -T_X \sin \theta \cos \varphi + T_Y \sin \theta \sin \varphi + T_Z \cos \theta &= \sin \vartheta \cdot T \end{aligned} \right\},$$

where T_X , T_Y and T_Z are the measured projections of the \vec{T} Earth's magnetic induction vector; φ , θ and α are the apsidal, zenith and azimuth angles of the gradiometer body spatial orientation respectively; ϑ is the angle of magnetic inclination for a specific latitude of the area being researched.

An important parameter to be determined by each three-component fluxgate transducer of the gradiometer, is the modulus of the magnetic induction vector $|T|$:

$$|T| = \sqrt{T_X^2 + T_Y^2 + T_Z^2},$$

which does not depend on the angles of the gradiometer body spatial orientation.

The current state of the gradiometer base is displayed on the form of the service program (Fig. 1): up - is large base when the topmost three-component transducer is connected, dwn - is small base when the middle three-component transducer is connected. The user has the ability to evaluate the change in signals from the gradiometer and, depending on the situation, quickly change base.

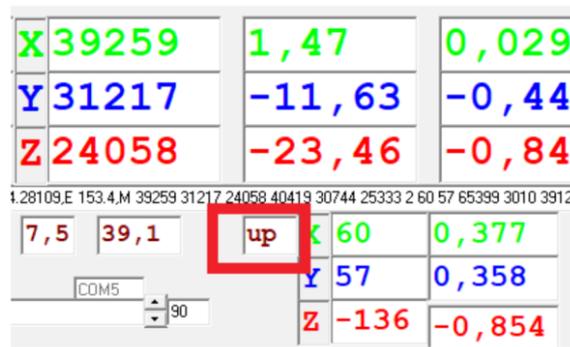


Fig. 1. The service program fragment

Channel switching is carried out using a four-channel analog key. To control the switching, 3 signals are used, which allow you to switch separately 3 channels of flux-gate transducers of two three-component transducers located along the X, Y and Z axes.

2. EXPERIMENTAL STUDIES

Experimental studies of the developed block of fluxgate sensors have shown that measurements with all sensors enabled are performed at a rate of 5 measurements per second, but when used a fixed base, the measurement rate becomes to 10 measurements per second. The primary rate-limiting element is the AD7734 sigma-delta ADC, which filters the signal with a built-in 50/60 Hz digital filter.

Measurements of the magnetic field induction vector projections are carried out with the following possible modes, determined by the operator when starting the UAV with a gradiometer, presented below.

1) Fixed base mode. The gradiometer base is assigned by the operator and does not change during the measurement flight. The measurements are carried out by a fixed pair of fluxgate sensors groups.

2) The mode of automatic cyclic base change. The gradiometer base changes cyclically automatically. The mode allows obtaining data for desk analysis of varying detail degrees, but on a single (fixed) flight path. The selection of data for analysis obtained with a smaller base, for areas having suspected insulation defects, is subsequently carried out by software or by a specialist interpreter in the organization.

3) Operator-controlled base mode. The gradiometer base is assigned (changed) by the operator when local anomalies are detected during the flight (clearly visible; according to the field graphs obtained from the magnetometer and visualized on the operator's computer). The reciprocating flight of the UAV over the anomalous zone can be carried out under the control of the operator repeatedly with different gradiometer bases at different heights in order to collect complete measuring material for subsequent more reliable interpretation in the organization.

4) Automatically controlled base mode. The base of the gradiometer and the height of the reciprocating flights of the UAV over the anomalous zone (as well as the position of the anomalous zone) is automatically determined by the software based on a preliminary express analysis of the measurement data when local anomalies are detected during the flight in order to collect complete measurement material for subsequent more reliable interpretation in the organization. Express data analysis is performed by the on-board computer of the UAV.

Base 1 (sensor groups TFT-2 and TFT-1dw) is 150 mm, base 2 (sensor groups TFT-2 and TFT-1up) is 1590 mm (fig. 2). The distance from the bottom plug of the magnetic gradiometer to the group of TFT-2 sensors is 116 mm. As the magnetometer moves away from the pipe, the modulus amplitude of the magnetic induction vector decreases. The modulus of the magnetic induction vector and the gradient of the magnetic induction vector modulus at a distance of one meter for pipes of small diameters (less than 100 mm) practically does not highlight inhomogeneity when measuring on a large base (base 2). When measuring on a small measurement base (base 1), the gradiometer is more sensitive than measurements on a large base (base 2).

Field tests of the developed gradiometer were carried out over the main pipeline with a diameter of 325 mm with a wall thickness of 10 mm., the main pipeline depth was about 1.2 m. (diameter and thickness were determined from a pipe fragment at the site of its replacement, the depth of occurrence - from a pipe fragment at an open area / ravine crossing). The experiments were carried out at different

heights of the magnetometric system sensors movement above the ground, with different measuring bases of the gradiometer.

The object of full-scale tests was a section of the product pipeline running along the highway in the Ishimbai region of Bashkortostan. The diagram of performed measurements trajectory is shown in Fig. 2. The layout of the gradiometer sensors in a vertical position, is shown in fig. 3. The height h of the gradiometer location above the ground is the distance from the ground to the bottom plug of the gradiometer. TFT-2 indicates a group of fluxgate sensors, which is involved in measurements when specifying any base. If base No. 1 (15 cm) is fixed during measurements, then measurements of the magnetic field components are made on the lower group of sensors - TFT-1dw. If base No. 2 (159 cm) is fixed during measurements, then measurements of the magnetic field components, except for the TFT-2 group, are made on the upper group of sensors - TFT-1up.

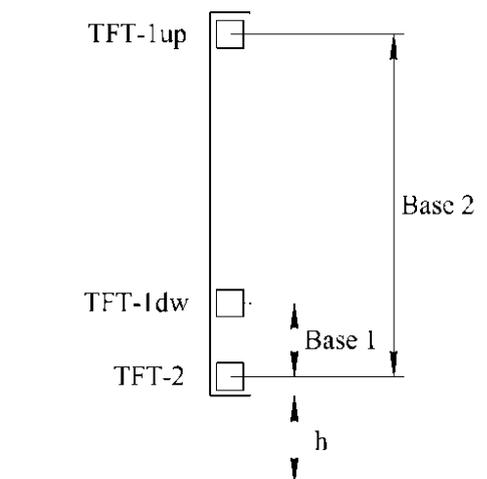


Fig. 2. Scheme of gradiometer location above the object of study

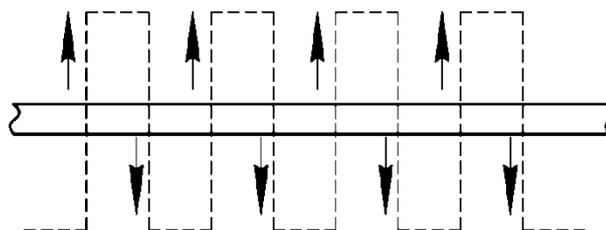


Fig. 3. Scheme of gradiometer movement over the object of study

Several experiments have been made.

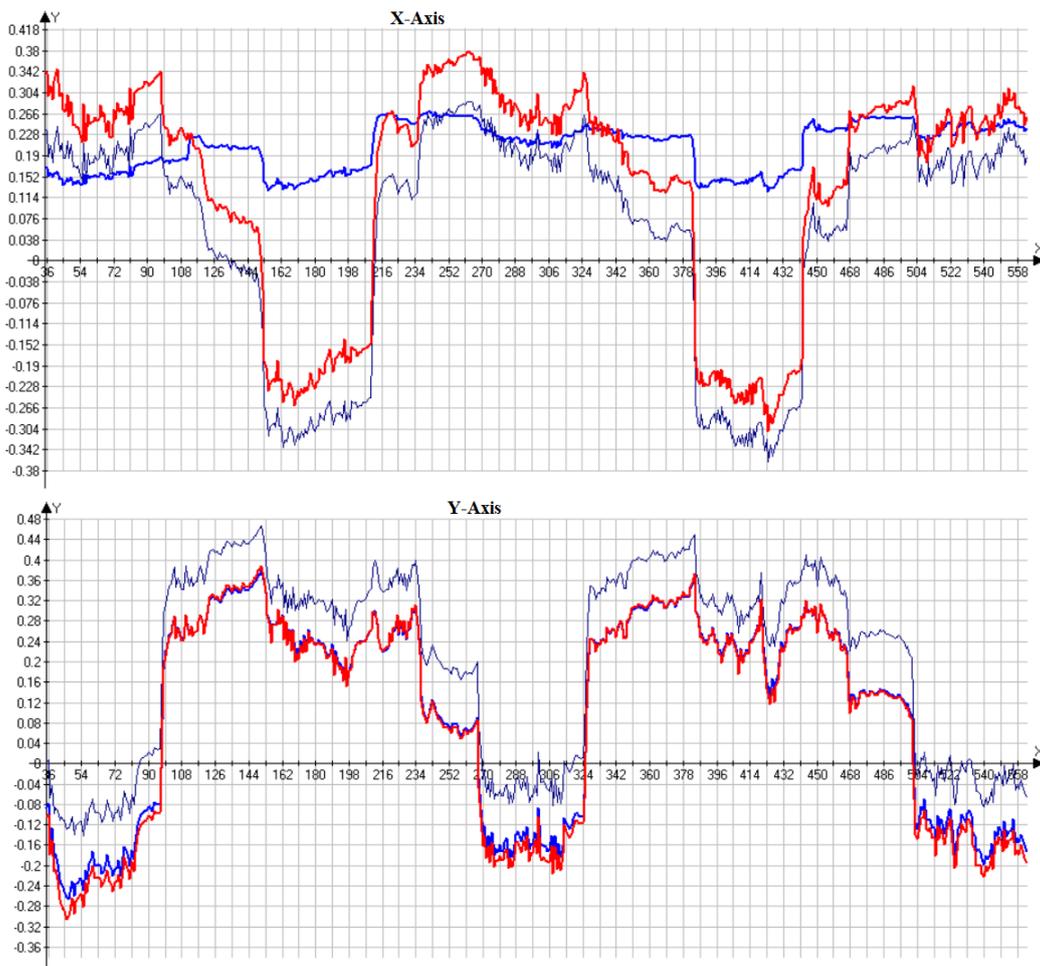
1 Experiment 1: fixed base No 1; height $h=0.5$ m, forward.

2 Experiment 2: fixed base No 1; height $h=1.0$ m, in the opposite direction.

3 Experiment 3: fixed base No 2; height $h=0.5$ m, forward.

4 Experiment 4: fixed base No 2; height $h=1.0$ m, in the opposite direction.

The measured projections (X, Y, Z) of the observation points for the first experiment are shown in Figure 4 as an example. The measurements of the magnetic field components obtained for points having the same projections X and Y were averaged. The blue color (Fig. 4) indicates the graphs of the field components corresponding to the variable sensors group TFT-1dw of the gradiometer, the red color indicates the graphs of the field components for the sensors group TFT-2, the gray color indicates the graphs of the field components for the sensors group TFT-1up. Fig. 5 shows the graphs of the magnetic induction vector modules gradient obtained according to the data of TFT-1up, TFT-1dw and TFT-2 sensors.



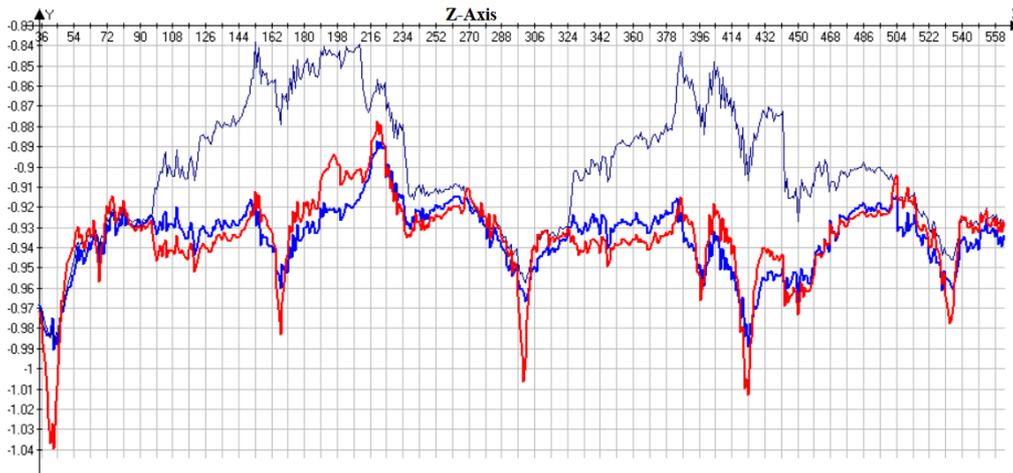


Fig. 4. Measured projections X, Y, Z

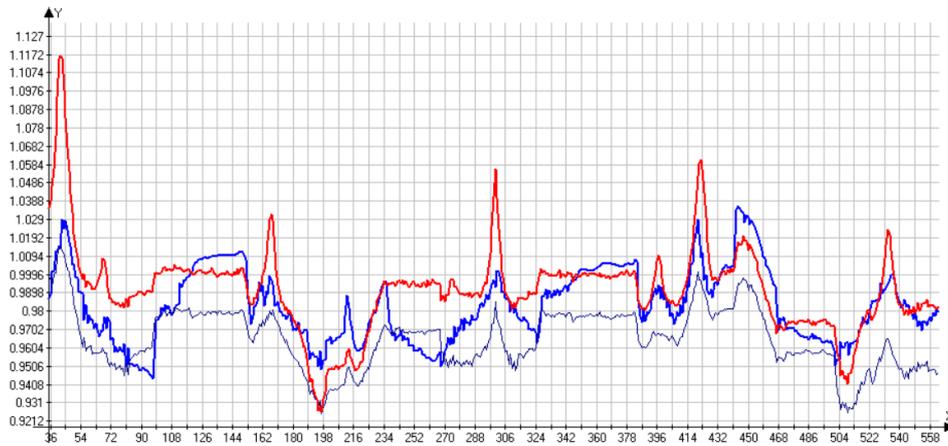


Fig. 5. Changing the magnetic induction vector modules

The observed pronounced bursts in the values of the magnetic field induction modulus correspond to the crossing of the pipeline route by the gradiometer.

Fig. 6 shows the surface of the magnetic induction vector modulus (nT) TFT-1up, and fig. Figure 7 shows the gradient surfaces along the z-axis of the magnetic induction vector modulus (nT/m) according to the data of the TFT-1up and TFT-2 sensors. On the graphs, the maxima of the magnetic induction modulus and the maxima of the gradient in z of the modulus of the magnetic induction vector on the motion trajectory correspond to points showing the underground location of the pipeline route.

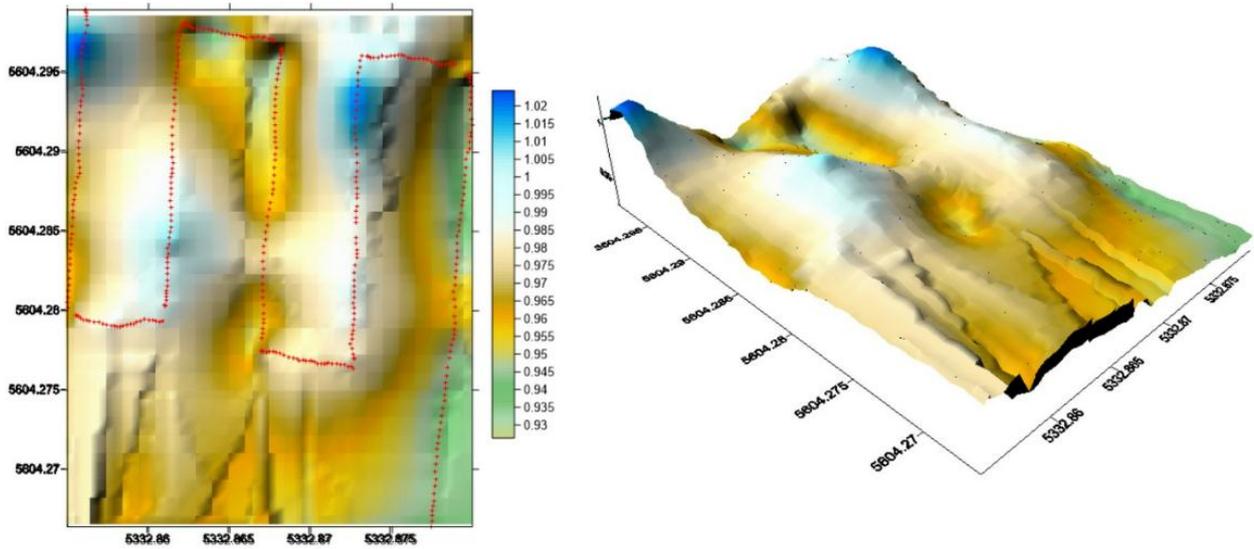


Fig. 6. Surface magnetic induction vector modulus (nT) TFT-1up

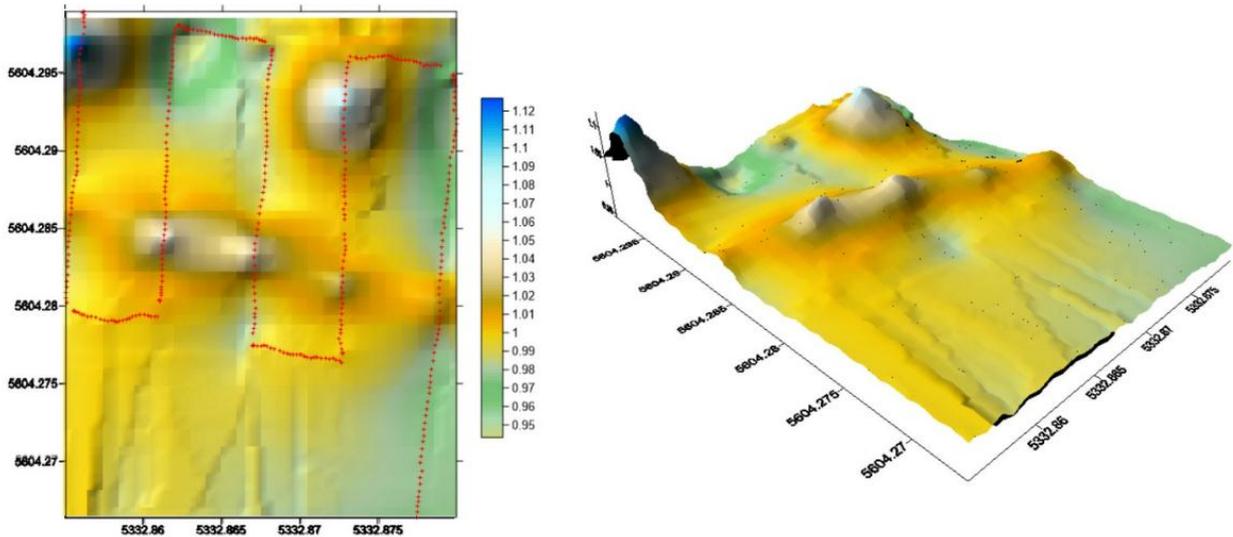


Fig. 7. Gradient along the z-axis of the magnetic induction vector modulus (nT/m) according to the data of the TFT-1up and TFT-2 sensors

CONCLUSION

As a result of the experiment on measuring the parameters of the magnetic field above the investigated pipeline with a diameter of 325 mm and a wall thickness of 10 mm, it was found that the gradiometer when measuring on a small measurement base (base 1) has a greater sensitivity in relation to measurements on a large base (base 2).

REFERENCES

1. Michal Janošek, Jan Vyhnáneka and Antonín Platila. Compact magnetic gradiometer and its astatization / *Procedia Engineering*. 2015, №120, pp. 1249 – 1252. doi: 10.1016/j.proeng.2015.08.841.
2. Hiergeist, R.; Ketzler, R.; Harcken, H.; Ludke, J.; Albrecht, M.; Brand, T.; Fischer, A. A novel test ground for the equipment qualification of magnetic gradient sensors used for unexploded bomb detection. *J. Appl. Geophys.* 2015, 112, pp. 242–248.
3. C.P. Foley, D.L. Tilbrook, etc. Geophysical exploration using magnetic gradiometry based on HTS SQUIDS. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2001, №11(1), pp. 1375 – 1378. DOI: 10.1109/77.919607.
4. Ahmed L. Elrefai, Ichiro Sasada, Shoumu Harada. Gradiometer and Magnetometer Integration Using a Pair of Fundamental Mode Orthogonal Fluxgate Sensor Heads // *IEEE Transactions on Magnetics*. 2015, Volume 51, Issue: 11. DOI: 10.1109/TMAG.2015.2453345.
5. Gavazzi, B.; Le Maire, P.; Munsch, M.; Dechamp, A. Fluxgate vector magnetometers: A multisensor device for ground, UAV, and airborne magnetic surveys. *Lead. Edge* 2016, 35, pp. 796–797.
6. Sierra Luoma and Xiaobing Zhou. Construction of a Fluxgate Magnetic Gradiometer for Integration with an Unmanned Aircraft System. *Remote Sensing*. 2020, 12, 2551; doi:10.3390/rs12162551.
7. Milovzorov D.G., Galiev A.L., Ahmetov S.R. Multielement triaxial fluxgate gradiometer with variable base // 2020 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS), Ufa, Russia, pp. 258-261, 2019. DOI: 10.1109/ICOECS50468.2020.9278501
8. Yao, L.; Mei-Ping, W.; Ping, W.; Shu-Ling, D.; Hao-Jun, L.; Jin-Long, W.; Zhan-Feng, A. Full magnetic gradient tensor from triaxial aeromagnetic gradient measurements: Calculation and application. *Appl. Geophys.* 2015, 12, pp. 283–291.
9. Cunningham, M.; Samson, C.; Wood, A.; Cook, I. Aeromagnetic surveying with rotary-wing unmanned aircraft system: A case study from a zinc deposit in Nash Creek, New Brunswick, Canada. *Pure Appl. Geophys.* 2018, 175, pp. 3145–3158.
10. Sui, Y.; Miao, H.; Zhou, Z.; Luan, H.; Wang, Y. Correction and compensation of an airborne fluxgate magnetic tensor gradiometer. *Explor. Geophys.* 2019, 49, pp. 726–734.
11. Doll, W.E.; Sheehan, J.R.; Gamey, J.T.; Beard, L.P.; Norton, J. Results of an Airborne Vertical Magnetic Gradient Demonstration, New Mexico. *J. Environ. Eng. Geophys.* 2008, 13, pp. 277–290.
12. Milovzorov D.G., Yasoveev V.Kh. Mathematical modeling of fluxgate magnetic gradiometers // *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*. 2017. Vol. 53. № 4. Pp. 388-394. DOI: 10.3103/S8756699017040112
13. Milovzorov G.V., Milovzorov D.G., Yasoveev V.Kh., Redkina T.A. Gradiometric systems based on three-component variable-baseline magnetometer // *Italian Science Review*. ISSN: 2308-832X, 2014, pp. 53-60.
14. Nikulin, A.; de Smet, T.S. A UAV-based magnetic survey method to detect and identify orphaned oil and gas wells. *Lead. Edge* 2019, 38, 418–496.
15. Jordan, B.R. Collecting field data in volcanic landscapes using small UAS (sUAS)/drones. *J. Volcanol. Geotherm. Res.* 2019, 385, 231–241.

COMPARATIVE ANALYSIS OF T-TYPE 3-LEVEL INVERTER OPERATION IN ACTIVE FRONT END AND VIENNA RECTIFIER MODES

Abstract: The article is devoted to the analysis of 3-level converter in active front-end (AFE) and Vienna rectifier modes. This paper describes a universal control system for two mentioned above modes and neutral point voltage balancing technique. Using designed control system, it is also possible to estimate the value of the power losses of the converter and choose the optimal operation mode. Simulation results obtained from a Simulink model and experimental results obtained from a 14 kW, 12krpm aircraft starter generator test rig proves the proposed method eliminates the neutral point voltage imbalance and uses the function of switching between modes in case of emergency situations. The resulting power losses for the main modes of operation of the converter were approximately equal, that allows it to be used with the same efficiency both in the active front-end and Vienna rectifier mode.

Keywords: Electric Starter Generator, Three Level, Neutral Point Balancing, Active Front-End Rectifier, Vienna Rectifier.

I. INTRODUCTION

Recently, 3L-converters have been increasingly used in uninterruptible power supplies (UPS) and renewable energy power plants, because of high requirements for efficiency and the quality of the output signal of these devices [1].

The main advantage of the 3-level circuit with Neutral Point Clamped (3L-NPC) is the low harmonic coefficient of the output current, which allows to significantly simplify the output filter or completely abandon it. The transistors and diodes of the 3L converter operate at half voltage of the DC bus, so it can be built on switches of a smaller voltage class (for example, 600 V instead of 1200 V), characterized by a low loss level and a higher current density [2]. Due to this, the use of the 3L-NPC topology makes it possible to significantly increase the conversion efficiency at high frequencies.

The harmonic distortion level reduction is achieved by increasing the switching frequency f_{sw} , which in turn leads to an increase in dynamic losses [3]. The multi-level scheme allows to solve this problem at a relatively low value f_{sw} and, in addition, reducing the requirements for a sinusoidal filter, dimensions and cost of which make a significant contribution to the performance of the entire product.

Another advantage of the 3L-topology is the low level of emitted electromagnetic noise, which is especially important for applications such as UPS.

For this topology of converters, the following circuit implementations are possible: with a connection to the neutral point via diodes and with a T-shaped bridge. The difference between the two designs is that in a module with a T-shaped bridge, the 0 V power line is connected to the module output by transistors. It results in greater flexibility in PWM implementation, and the ability to close all the keys connecting the power lines to the load at the same time is useful for emergency shutdown.

The advantages of this topology did not pass by the eyes of researchers, who began to actively use it as a bidirectional converter for the starter-generator system, as shown in Fig. 1 [4].

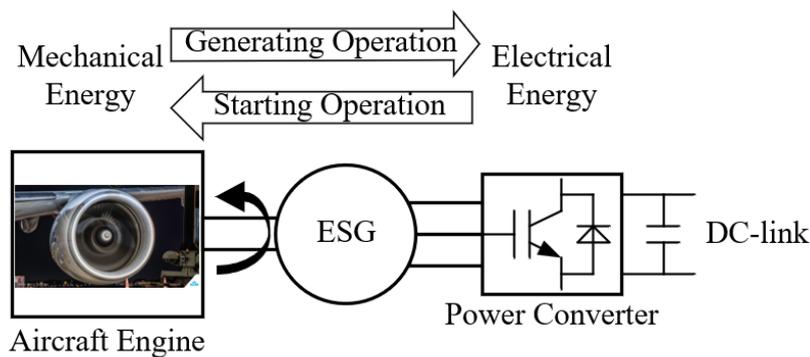


Fig. 1. Diagram of the target starter generator system

The electric starter-generator (ESG) system consists of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and a bi-directional power converter, as shown in Fig. 2. The machine connected to the engine shaft and the converter operates as an interface between the ESG machine and a 270 V DC bus. During the engine start-up process, the ESG accelerates the engine up to the ignition speed. In generation mode, the ESG extracts power from the engine shaft and supplies various onboard electrical loads through an AC/DC converter.

The inverter in this scheme works as a step-up converter. By controlling the amplitude and phase of the machine winding current, it maintains a set voltage V_{dc} in

the DC link. It is worth noting that the converter can operate in 2 rectification modes: active and Vienna rectifier.

The main difference for these modes is the number of working switches: in the active front-end rectifier mode work all 4 IGBT in the T-bridge (Q1–Q4), and in the Vienna rectifier work only 2 IGBT (Q2–Q3), as shown in Figure 3.

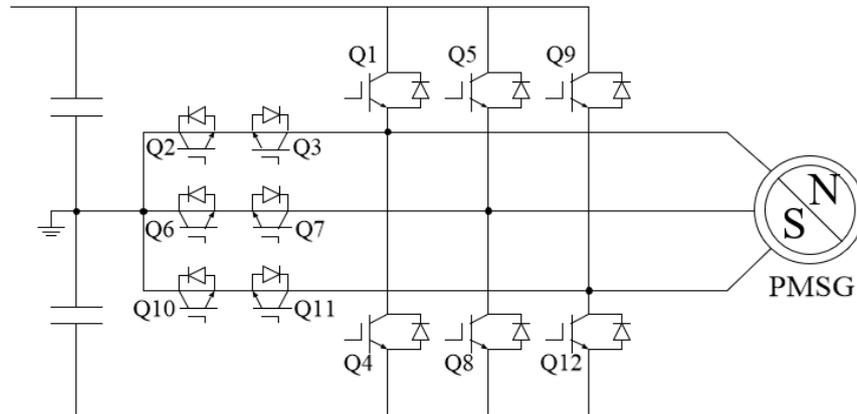
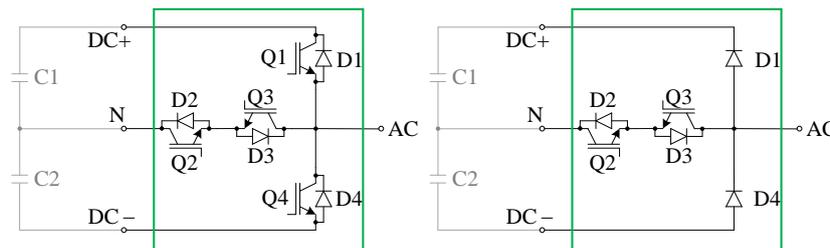


Fig. 2. Bidirectional converter scheme based on 3L-TNPC



a)

b)

Fig. 3. Circuit design of a T-shaped bridge:
a – in AFE Rectifier mode; *b* – in Vienna Rectifier mode

The results of comparing the advantages and disadvantages of these modes are presented in Table 1.

Main Parameters for 3L-TNPC Mode

Parameter	Active Front End Mode	Vienna Rectifier Mode
Energy flow direction	bidirectional: the energy is transferred from the network to the load or in the opposite direction	direct: energy is transferred from the network to the load
Number of controlled IGBT	12	6
Number of diodes	12 (in one set with transistors)	
Voltage on the capacitors	$V_{nom}/2$	
Control system	Space Vector control with various PWM technique modifications	

As can be seen from the table, the use of the Vienna rectifier allows us to reduce the chokes value, improve the weight and size indicators, and simplify the control system by reducing the number of working switches. However, as the converter power increases, the capacitance of the DC Link and its cost increases. Also important is the fact of the power losses estimation in the modules for these operation modes.

In this study, both the problems of controlling a 3L-TNPC converter in the rectifier mode and the problems of voltage balance on DC link capacitors are considered. For the solution, it was proposed to apply a classical Space Vector control system for 2 main operation modes, as well as PWM with DC link voltage imbalance compensation. Using the designed universal control system for this converter, an analysis of power losses was performed, which will allow us to choose the optimal operation mode.

II. PROPOSED CONTROL SYSTEM

Similar to the classic active front-end rectifier, the following expression can be written for the circuit shown in Fig. 3:

$$V_1 = V_2 + IR + L \frac{dI}{dt}, \quad (1)$$

where R is the stator winding resistance of the generator;

L is the stator winding inductance of the generator.

- An unusual construction of subtracting units at the input of current controller. The current reference subtracted from the feedback signal, and not vice versa as usually. This is due to the fact that during coordinate transformations the phase current flowing from the voltage source is considered positive. For ABC to dq conversion, the source is the grid, and for dq to ABC reverse conversion, the source is the inverter. Since the phase currents are opposite in terms of the grid and the inverter, it is necessary to invert the setting and the feedback in the current loop, which is implemented in the structure of subtracting units at the input of current controllers.

- The compensation for cross-connections in the current loops is implemented with account for expressions (2) and the inversion resulting from the "first distinctive feature".

- To improve the dynamic properties of the system, feedforward control is used. To achieve this, the values of input voltages are converted into dq axis and summed with the output of the current controllers.

This control system is suitable for both AFE and Vienna rectifiers with just one small distinctive feature. As will be shown later, the only difference is the number of operating converter switches.

III. PROPOSED PWM STRATEGY AND VOLTAGE BALANCE

A. Calculation of duty cycles

Various methods of PWM formation are possible for a 3L-TNPC converter – from a Sinusoidal to a classical Space Vector PWM [5].

Space Vector PWM makes full use of the DC link voltage margin, so it can produce about 15% higher output voltage than Sinusoidal PWM. Despite the fact that dynamic losses in the inverter are reduced, it cannot be the key to success because of one significant drawback. It is impossible to implement the set vectors at the sector boundaries due to the influence of "dead" time [6].

This disadvantage of Space Vector PWM is noticed at small voltage amplitudes and is associated with small duty cycles, which is to be excluded in the new method of voltage generation.

The developed method is based on the analysis of phase potentials between negative and positive DC link bus. Phase potentials are obtained by converting the voltage vector from polar coordinates to a three-phase system or in Space Vector control systems during reverse phase transformations from a two-phase system to a three-phase one. If a constant is added to or subtracted from all the obtained values of phase potentials, the linear voltages values remain unchanged, since they represent the phase potentials difference. The necessary adding is calculated based on the maximum potential difference between the phases:

$$\begin{cases} \varphi'_a = \varphi_a + \varphi_\Delta \\ \varphi'_b = \varphi_b + \varphi_\Delta \\ \varphi'_c = \varphi_c + \varphi_\Delta \\ \varphi_\Delta = \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

where V_{dc} is the total voltage of DC link.

The obtained potentials are converted into duty cycles along inverter racks according to the expression:

$$\gamma = \begin{cases} \frac{0.5 \cdot \varphi'}{V_{dc_l}}, \varphi' < V_{dc_l} \\ \frac{0.5 \cdot (\varphi' - V_{dc_l})}{V_{dc_h}} + 0.5, \varphi' \geq V_{dc_l} \end{cases} \quad (4)$$

where V_{dc_l} and V_{dc_h} are the voltages of lower and upper DC link capacitors.

This PWM method has the same efficiency as the vector PWM in terms of using the DC link voltage; however, all inverter switches are switched over one period. It increases dynamic losses in switches, but the system gains certain advantages.

Voltage vectors with an amplitude close to zero are implemented at a duty cycle of 50%, which provides linear relationship between duty cycles and the motor linear voltages. As in the case of Sinusoidal and Space Vector PWM, nonlinearity only occurs under the phase current sign change, as a result of the "dead" time

influence. This effect can be handled either at the software level, by analyzing the current sign, or at the hardware level, by using FPGA to analyze the difference between the reference-input signal and the signal reproduced by the inverter.

B. Rules for 3L-TNPC switching

This study considers the traditional method of forming a PWM signal for 3L-TNPC based on comparing the principal sinusoidal voltage and the reference high-frequency voltage of a triangular shape. The difference of 3-level control is the use of two triangular signals shifted in relation to zero potential.

Therefore, the following PWM algorithm and set of rules that must be executed at any time during operation in the active front-end rectifier mode have been determined:

- no more than two switches are switched at the same time;
- only two adjacent transistors can be switched on at the same time;
- IGBTs Q1 and Q3, as well as Q2 and Q4 are switched in the inverse mode.

A more in-depth analysis of the situation is ensured by two more rules:

- the beginning of a working cycle: internal transistors (Q2 or Q3) are turned on first, external ones are turned on after (Q1 or Q4);
- the end of a working cycle: external transistors (Q1 or Q4) are turned off first, internal ones (Q2 or Q3) are turned off after.

In contrast, no special rules are required for the Vienna rectifier mode, since Q1 and Q4 are permanently closed.

Although some restrictions do not make any sense at first sight (for example, turning on of an IGBT in the absence of circuit conduction), their implementation is necessary for the unification of the control algorithm in the technical documentation [7].

C. Voltage balance control

One disadvantage of the topology is the potential voltage imbalance of two capacitors at the dc-link, i.e. neutral point imbalance between the upper and lower capacitor voltages. This is typically induced by imperfections (i.e. capacitance mismatch, non-linear loads etc.) within the converter or/and the load. On the DC side,

such imbalance would significantly increase the voltage stress placed on capacitors. On the DC side, the increased voltage stress can potentially cause capacitor or semiconductor device failures. On the AC side, a continuous DC imbalance will result in even order current harmonics. These induced harmonics can potentially aggravate the voltage imbalance, reduce the power quality and machine performance.

There are many methods to eliminate the imbalance; however, the most common one is to use a neutral point potential (NPP) controller built into the PWM unit.

In this paper, a proportional controller is used, which affects the developed PWM algorithm in the following way:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi'_a = \varphi_a + \varphi_\Delta \\ \varphi'_b = \varphi_b + \varphi_\Delta \\ \varphi'_c = \varphi_c + \varphi_\Delta \\ \varphi_\Delta = \frac{V_{dc}}{2} - K_p \cdot (V_{dc_h} - V_{dc_l}) \end{array} \right. \quad (5)$$

where K_p is the proportional coefficient of the controller.

IV. SIMULATIONS RESULTS

The proposed algorithm was tested in MATLAB/Simulink for AFE rectifier and Vienna rectifier modes. For quality control of the system, the initial voltage imbalance of the capacitors V_{dc_l} and V_{dc_h} was established 50 and 100 V, respectively.

An explicit pole generator with permanent magnets with the following parameters, presented in Table 2, was studied.

Table 2

Starter Generator System Parameters

Parameter	Value	Units
Poles number	6	
Nominal power	14	kW
Stator resistance	0.03	Ohm
d-axis stator inductance	47.7	μH
q-axis stator inductance	46.6	μH
Rated RMS current	300	A
Permanent magnet flux linkage	0.047	Wb
Moment of inertia	0.179	kg m^2
Maximum speed	12367	rpm
Minimum speed	8885	rpm
DC link voltage	270	V
Capacitor DC link	1500	μF
PWM frequency	6400	Hz

When synthesizing the converter control system, the current loop was adjusted to the technical optimum, and the voltage loop of DC link was adjusted to the symmetrical optimum.

The simulation results are shown in Fig. 5 and Fig. 6.

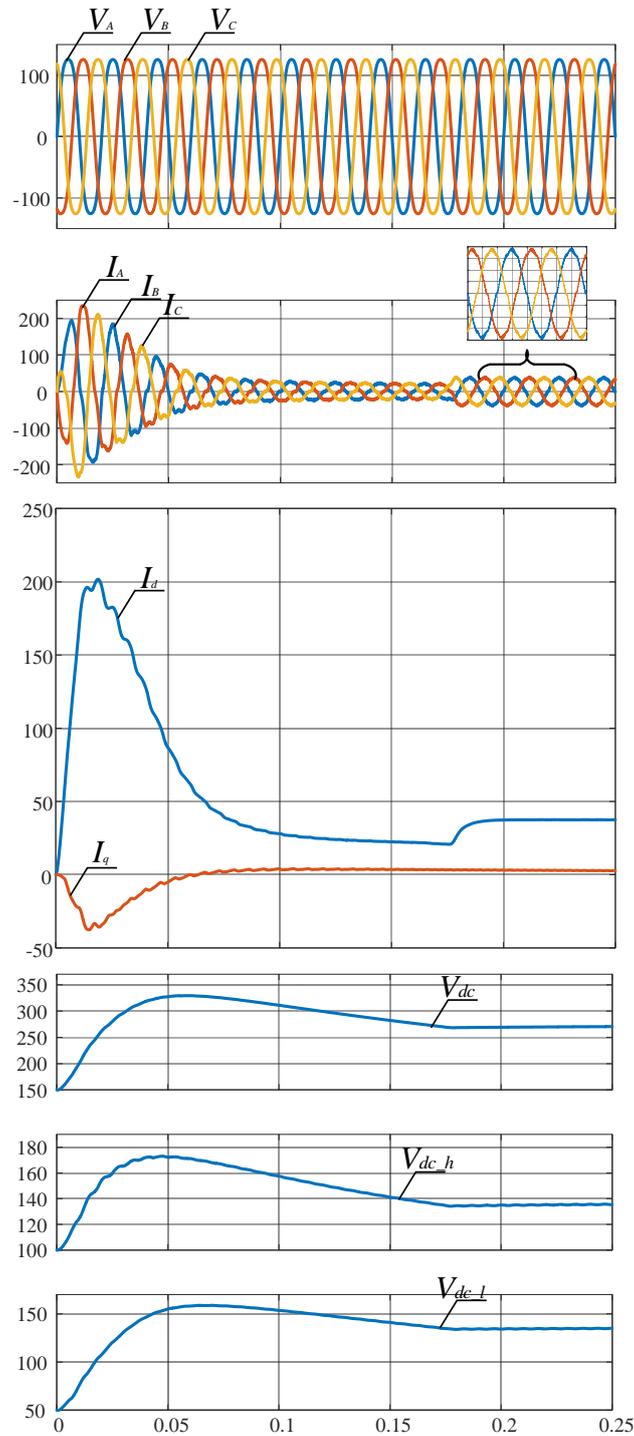


Fig. 5. Transients for the Vienna rectifier mode

As can be seen from the graphs, the system charges and balances DC link capacitors for up to 0.17 seconds, after which it sets the rated load current of 40 A.

It is also worth noting that as a result of the estimation of power losses for the ideal case ($\cos \varphi = 1$), transistors that are not present in the Vienna rectifier do not conduct current. Therefore, the losses for both modes will be the same. However,

there is need to understand that Vienna rectifier will not allow the system to go into local generator mode and in reality, the losses will be less.

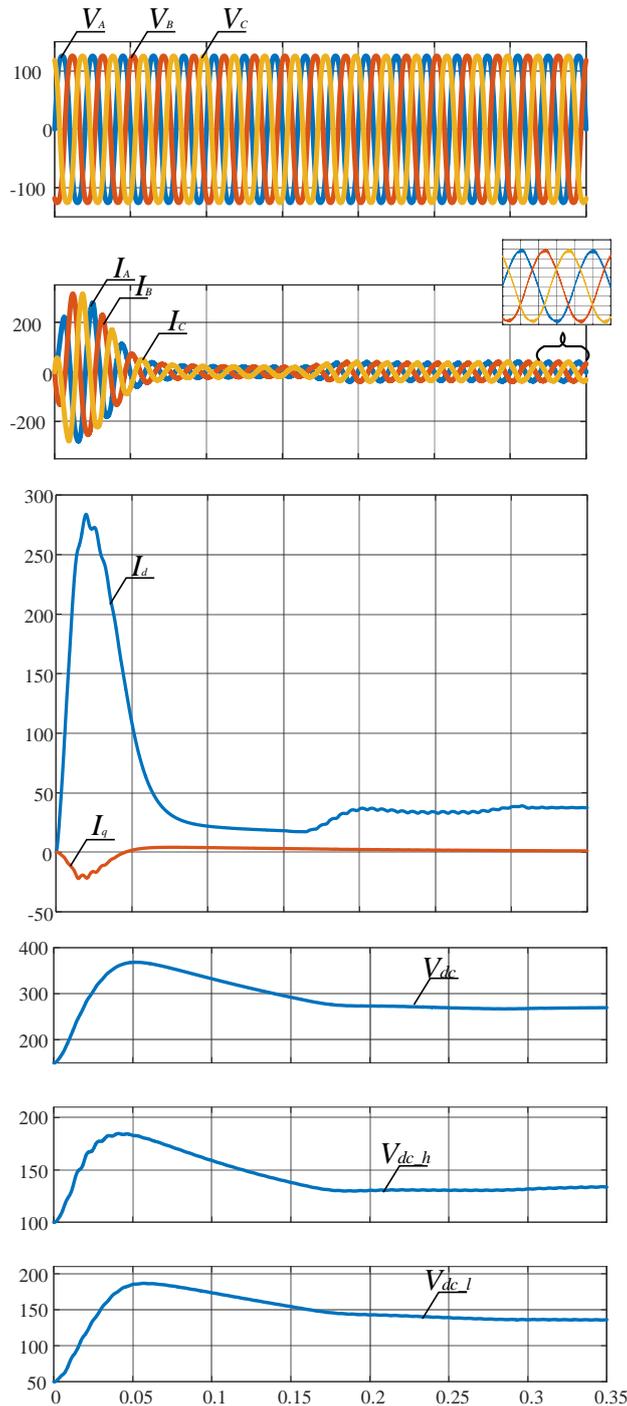


Fig. 6. Transients for the active front end rectifier mode

The system works almost identically for the active front-end rectifier and Vienna rectifier operating modes, which allows to use the function of switching between modes in case of emergency situations seamlessly for the object.

V. CONCLUSION

This paper presents a comprehensive study on the control system and DC-link capacitor neutral point balancing for 3L TNPC converter in aircraft ESG systems, the conclusions are applicable to all 3L NPC converters used in high-speed drives.

Simulation results obtained from ESG prototype demonstrate the proposed control system and PWM technique deliver superior performance in terms of balancing and output current THD under load condition.

REFERENCES

1. D. H. Do and A. Anuchin, "An Improved SVPWM Strategy for Three-Level Neutral Point Clamped Converter Capacitor Voltage Balancing," 2020 27th International Workshop on Electric Drives: MPEI Department of Electric Drives 90th Anniversary (IWED), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/IWED48848.2020.9069550.
2. Y. Kazemirova, A. Anuchin, D. Shpak and Y. Safonov, "Analytical Solution to Voltage Balance Control in a 3-Level Neutral-Point-Clamped Inverter," 2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/RTUCON.2018.8659856.
3. A. Anuchin, D. Shpak, M. Gulyaeva, D. Aliamkin, A. Zharkov and Y. Vagapov, "A PWM Strategy for the Minimisation of Losses in a 3-level T-type Voltage Source Inverter," 2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2018, pp. 703-708, doi: 10.1109/SPEEDAM.2018.8445367.
4. C. Li et al., "A Modified Neutral Point Balancing Space Vector Modulation for Three-Level Neutral Point Clamped Converters in High-Speed Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 2, pp. 910-921, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2835372.
5. J. Chivite-Zabalza, P. Izurza-Moreno, D. Madariaga, G. Calvo and M. A. Rodríguez, "Voltage Balancing control in 3-Level Neutral-Point Clamped Inverters Using Triangular Carrier PWM Modulation for FACTS Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 10, pp. 4473-4484, Oct. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2237415.
6. V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Rael and L. Leclere, "A converter topology for high speed motor drive applications," 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, pp. 1-8.
7. F. Sebaaly, H. Vahedi, H. Y. Kanaan, N. Moubayed and K. Al-Haddad, "Design and Implementation of Space Vector Modulation-Based Sliding Mode Control for Grid-Connected 3L-NPC Inverter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 12, pp. 7854-7863, Dec. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2563381.

ANALYSIS OF PROPULSION ENERGY REQUIREMENTS FOR HTS MOTORS IN ELECTRIC AIRCRAFT¹

Abstract: Studies show that the burning of 1 ton of aviation kerosene in an airplane engine produces 3.15 metric tons of carbon dioxide (CO₂), which has a negative impact on the environment and contributes to the greenhouse effect and climate change. One of the major sectors here that bears responsibility is the aviation one. One of the most well-known domestic aircraft in the Russian Federation, the YAK-40, was used for the first electric flying lab test in an effort to minimize carbon emissions. During the MAKS event in 2021, it was primarily tested for electric propulsion using a single 500KW HTS motor in addition to conventional engine driving. However, the major objective has shifted to advancing the technology such that it can run entirely on electricity without the help of a secondary fuel engine. The research investigations will outline the battery energy needs for the motors that will be required for propulsion throughout various operating modes and use SIMULINK model simulation to simulate the performance of the proposed model.

Keywords: Battery pack to weight ratio, range, state of health, state of charge, HTS motor.

I. INTRODUCTION

The main objective of the research was to overcome the range and weight limiting problems analytically in domestic commercial aircraft within the available resources that are already implemented in similar projects. As climate change issues are getting severe, the necessity of building electric aircraft would become essential. The total amount of CO₂ emission from commercial aircrafts was shown in the figure 1[5]:

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

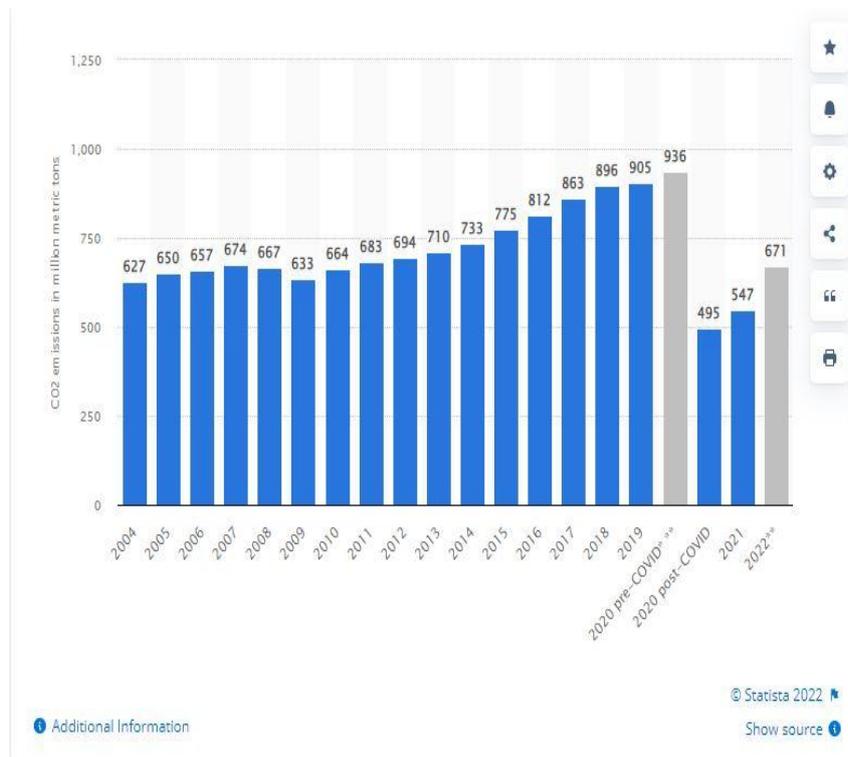
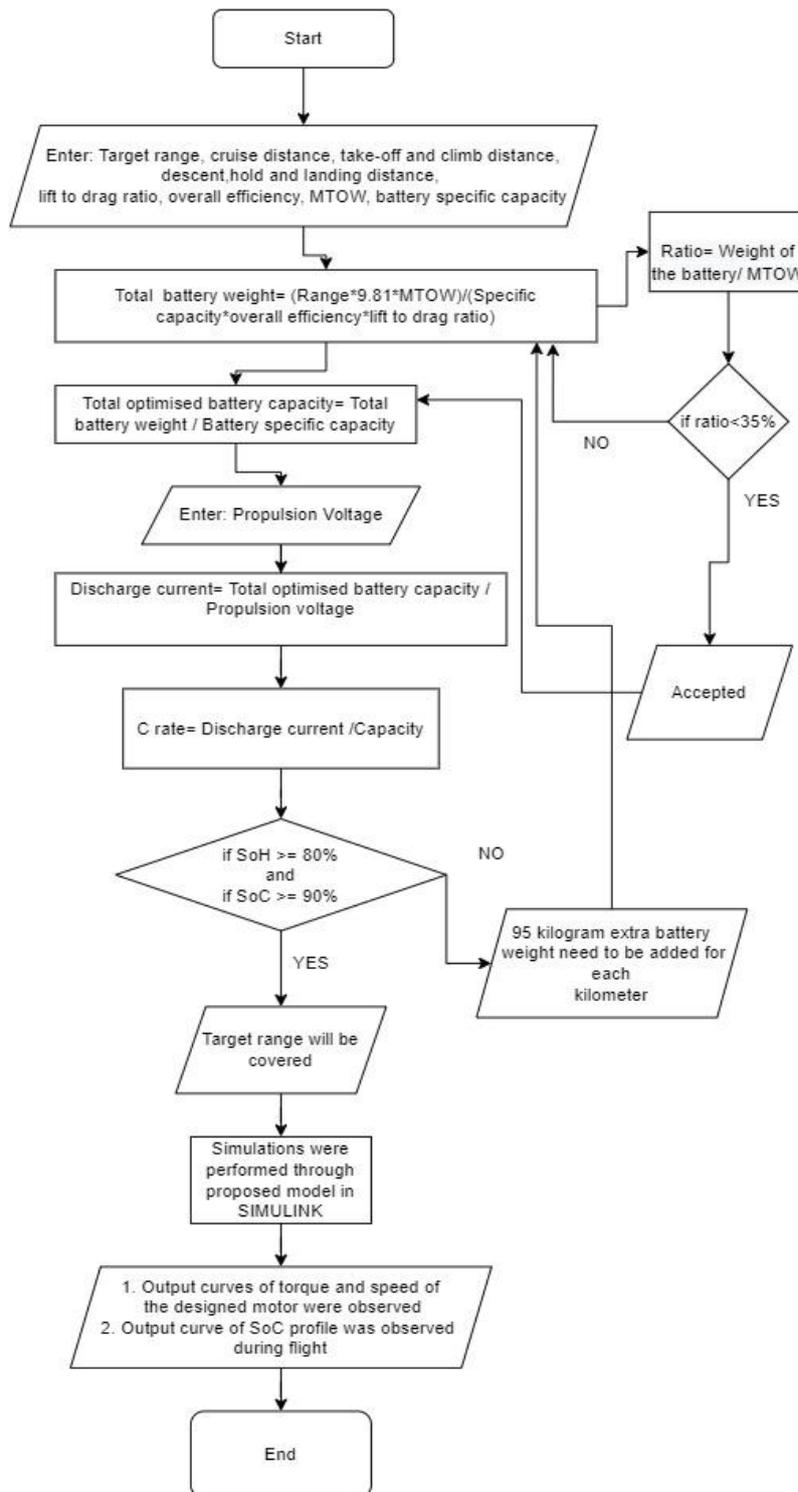


Fig. 1. CO2 emission from commercial aircraft worldwide [5]

The total amount of CO2 here (figure 1) is in million metric tons and it is increasing significantly after post COVID period. However, some effective measures are already being taken to reduce the emission caused by conventional aircraft fuel but those are still not cost effective for all [6].

II. METHODOLOGY

Boundary conditions were set as per YAK-40, domestic aircraft standards [2]. The flight distance has estimated approximately from UFA to Moscow (1166KM). The 500KW HTS motor specifications was implemented and battery specifications were formulated as per propulsion power needed in different times of flight [4].



Total optimized battery capacity, C rate pattern and SoH were analyzed as per required number of motors. Next, the ratio of total battery weight to MTOW was calculated for the target distance of the flight.

Finally, overall performances were tested for the selected motor speed and torque through proposed model in figure 6. The total required 6 number of motor were considered as one single motor of 3MW to reduce the complexity of the design.

Table 1

Boundary Conditions

Target Range	1200 kilometres (approx.)
Cruise distance	980 kilometres
Take-off and climb distance	85 kilometres
Descent, hold and landing distance	135 kilometres
Lift to Drag ratio	17
Overall efficiency	97%
MTOW	15000 kilograms
Battery specific capacity	2000 Wh/kilogram [1]

III. EQUATIONS

Total weight of battery [3]:

$$W_b = \frac{R \times g \times MTOW}{C_{spec} \times \eta \times \frac{L}{D}}$$

Where,

R= Range (km)

g= 9.81m/s²

MTOW= Maximum take-off weight (kg)

C spec= Specific capacity (Wh/Kg)

η = Overall efficiency

$\frac{L}{D}$ = Lift to drag ratio

IV. REQUIRED ENERGY AND WEIGHT CALCULATION

The total flight timing was considered to be 135 minutes from Ufa to Moscow. The flight profiles are differentiated individually as per time taken in the table 2 and battery pack capacity, mass and ratio with MTOW were calculated at table 3:

Table 2

Timing Table for Flight Profiles

Flight Modes	Time taken (min)
Total flight	135.06
Cruise	103.76
Take off and climb	16
Descent, hold and landing	15.3

Table 3

BATTERY ENERGY AND WEIGHT

Total Battery Capacity (kWh)	Specific Energy (Wh/kg)	Mass of Battery Wb (kg)	MTOW (kg)	Ratio (Wb:MTOW)
8440	2000	4220	15000	0.28

The system voltage was considered 8000V for propulsion. Thus, propulsion energy was calculated for different events during the flight at table 4:

Table 4

Propulsion Energy Requirements

Events	Propulsion Energy (kWh)
Take off and Climb	463
Cruise	2617
Descent, hold and landing	217

The overall propulsion energy share (%) are shown in the figure 2:

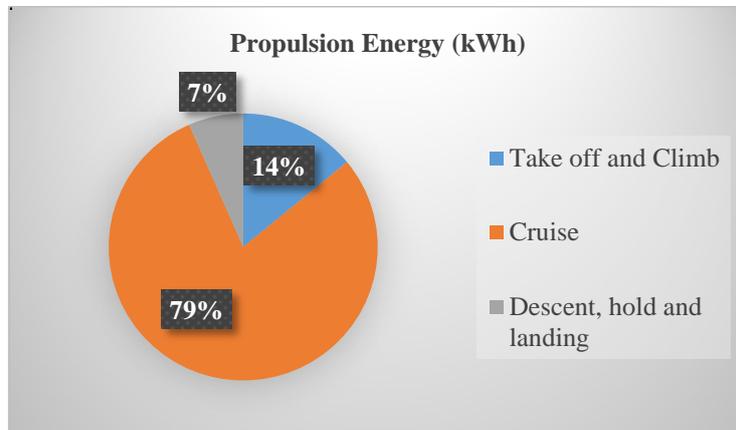


Fig. 2. Percentage share of propulsion energy in different phase

V. PERFORMANCE PARAMETERS CALCULATION

Battery discharge current mostly depends on the energy required for the propulsion in different situations during flight. Figure 3 was showing, the maximum discharge will be required during cruise whereas the minimum will be during descent and landing time. Likewise, C rates will vary based on current drawn at certain period of time as per calculation. The figure 3 shows the relation between discharge current

and C-rate for 3 different situations (i.e. take off and climb, cruise, descent and landing):

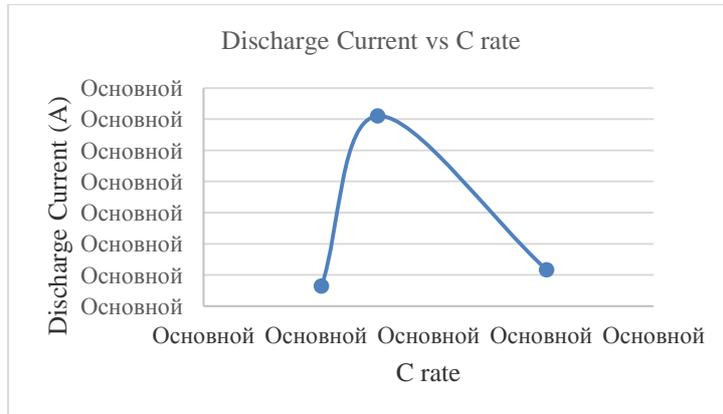


Fig. 3. Discharge rate vs C rate

Battery will start to degrade in less number of years if more number of discharge happens every day. The results were shown in the figure 4:

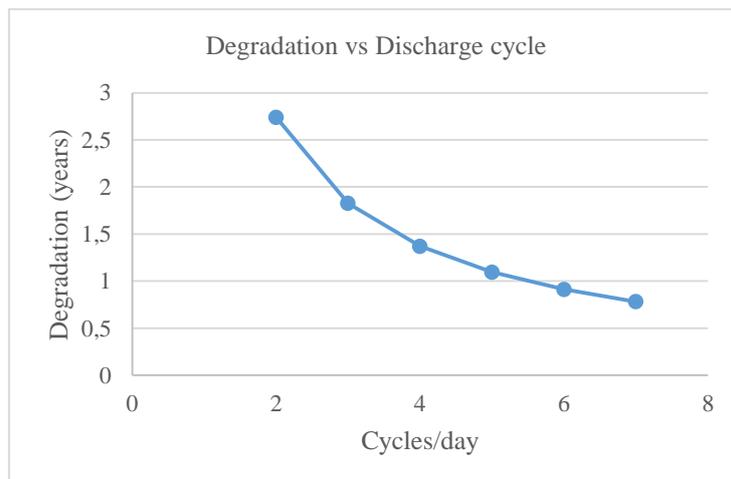


Fig. 4. Degradation vs Discharge cycle

Finally, the target range will get severely affected if the state of health (SoH) degrade rapidly. The results were shown in the following figure 5:

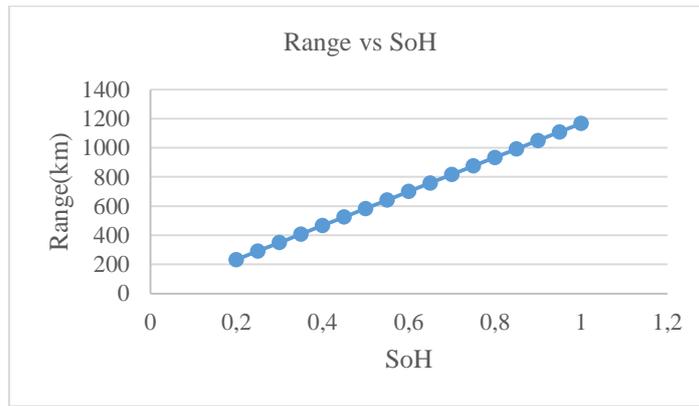


Fig. 5. Range vs SoH

VI. PROPOSED SIMULINK MODEL

A six step voltage inverter was supplied power to a three-phase motor with a rating of 3 MW (6 nos. of 500kW), 8000 Vdc, and 2500 rpm. A MOSFET bridge from the Specialized Power Systems library was made up the inverter. To regulate the voltage on the DC bus, a speed regulator was employed. The Hall effect signals from the motor were decoded to create the inverter gates signals. The inverter's three-phase output was applied to the stator windings of the PMSM block. At $t = 1$ s, the load torque delivered to the machine's shaft steps up to its nominal value (2000 N.m) from a starting value of 0.

There were two control loops employed. The inner loop was synchronizing the electromotive force signals with the inverter gate signals. The DC bus voltage was changed by the outer loop to regulate the motor's speed.

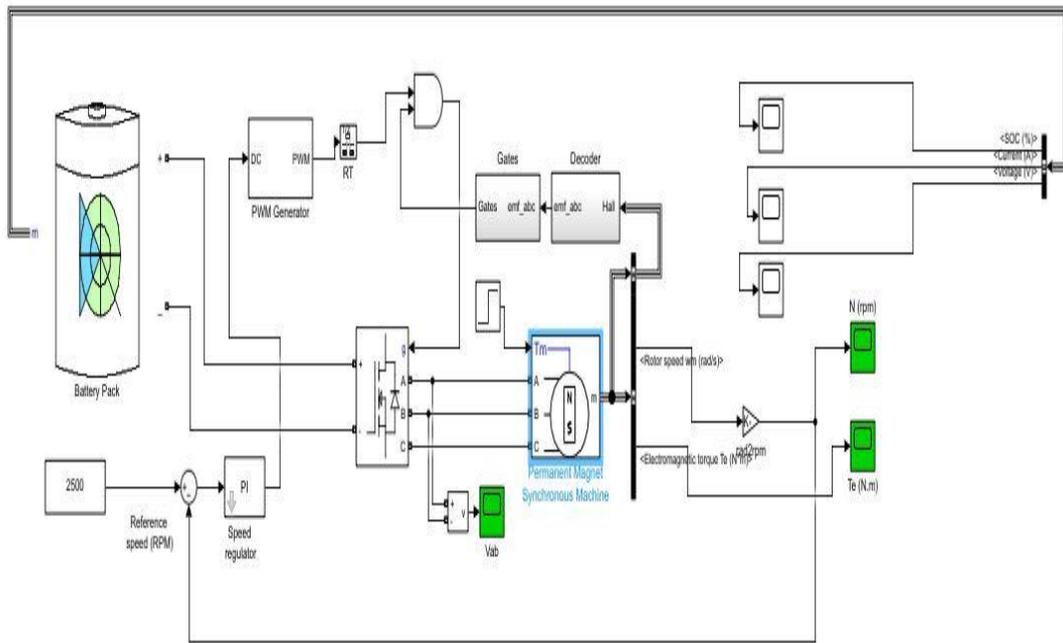


Fig. 6. SIMULINK model to analyze the speed and torque of HTS motor and SoC profile of the proposed battery

VII. SIMULATION RESULTS AND ANALYSIS

1. Battery:

Initially the state of charge (SoC) was dropped significantly due to large current requirement for initiating substantial torque during take-off and climb phase. Later, it became more stable decrement due to almost constant torque requirement during cruising phase (figure 7).

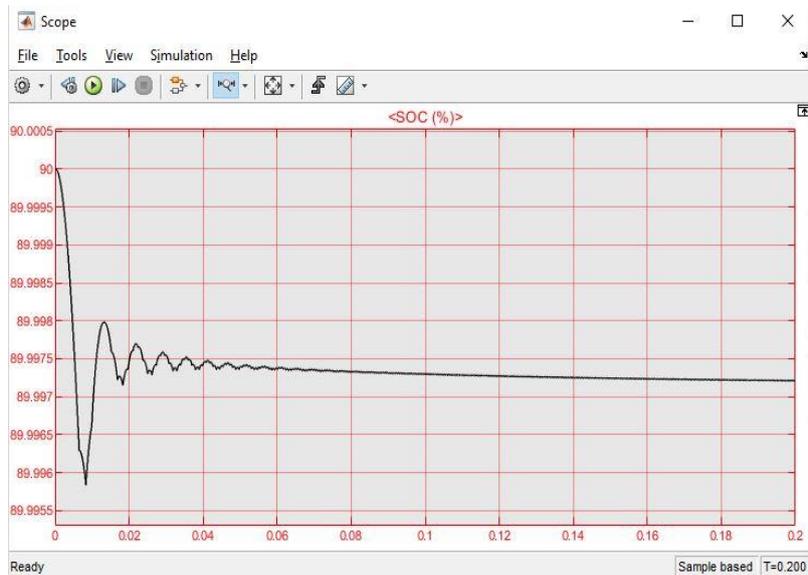


Fig. 7. State of Charge (%SoC) profile

2. HTS Motor:

The selected motor was gradually speeding up to the targeted 2500 RPM from the initial stage. A little fluctuation in speed curve was observed due to high current discharge in rotor coils at initial stage (figure 8).

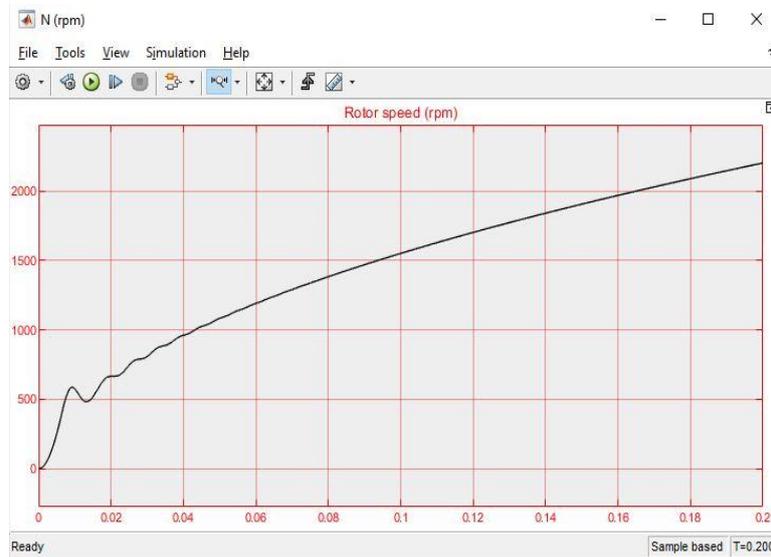


Fig. 8. Rotor speed profile(RPM)

As the power of the motor was constant and speed was increased at the initial phase quite rapidly. Thus, it was observed that the electromagnetic torque was decreased quite sharply at the beginning. Afterwards, it was getting stable as to maintain the nominal speed during cruise (figure 9).

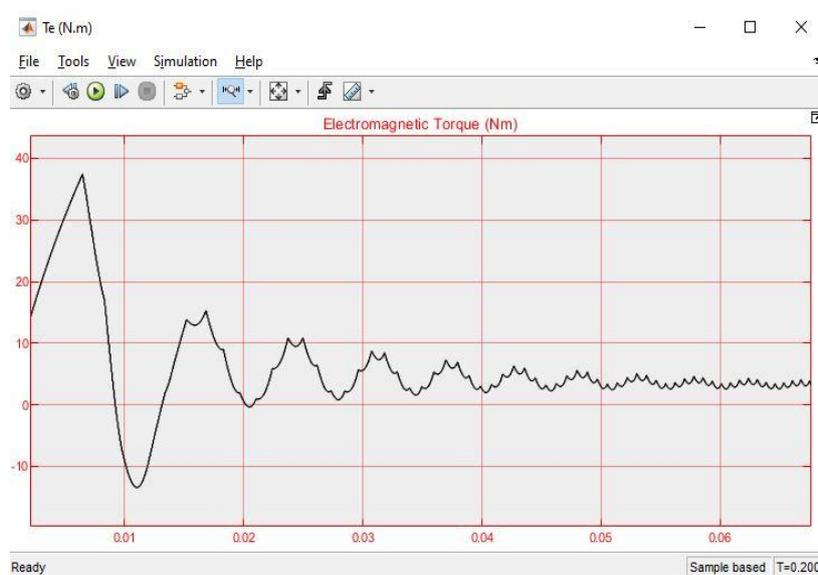


Fig. 9. Torque profile (Nm)

VIII. CONCLUSIONS

To cover the intended approx. 1200 km, the optimized battery pack's energy consumption was calculated at 8440 kWh, with a total battery weight of 4220 kg (excluding wiring and other components). Additionally, 0.28 was estimated as the battery weight to MTOW ratio. By using a 3MW HTS motor (6 motors of 500KW are coupled together) and analysing the motor performances (speed and torque) in SIMULINK, battery discharge patterns and motor performance were examined. With a C rate of 0.32C, it was found that the battery discharged more steadily at nominal speed. On the other hand, it was also discovered that if the cycle discharges each day for the battery pack is not correctly maintained, the state of health (SoH) as well as target range will be significantly harmed. The next study areas might cover things like recycling the battery pack for use in medium and low-voltage appliances after its first life cycle and optimizing thermal cooling in battery packs to maintain the nominal operating temperature range.

REFERENCES

1. M. Hornung, "Battery pack modelling methods for universally-electric aircraft," *Academia.edu*, 10-Feb-2016. [Online]. Available: https://www.academia.edu/21808280/Battery_Pack_Modelling_Methods_for_Universally_Electric_Aircraft. [Accessed: 19-Sep-2022].
2. "Как летает ЯК-40ЛЛ со сверхпроводящим электродвигателем," *Российская газета*, 27-Jul-2021. [Online]. Available: <https://rg.ru/2021/07/27/kak-proshel-polet-rossijskogo-samoleta-so-sverhprovodiashchim-elektrodvigatелем.html>. [Accessed: 19-Sep-2022].
3. R. de Vries, M. F. M. Hoogreef, and R. Vos, "Range Equation for Hybrid-Electric Aircraft with Constant Power Split," *Journal of Aircraft*, vol. 57, no. 3. American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), pp. 552–557, May 2020. doi: 10.2514/1.c035734.
4. "Электродвижение," *www.superox.ru*. <https://www.superox.ru/projects/electric-motion/> (accessed Sep. 20, 2022).
5. Statista. 2022. *CO2 emissions of airlines worldwide 2004-2022 | Statista*. [online] Available at: <https://www.statista.com/statistics/1186820/co2-emissions-commercial-aviation-worldwide/> [Accessed 27 September 2022].
6. "Biofuel," *Flysas.com*. [Online]. Available: <https://www.flysas.com/en/fly-with-us/travel-extras/biofuel/>. [Accessed: 27-Sep-2022].
7. F. Zandt, "The dream of electric flight," *Statista*, 23-Nov-2021. [Online]. Available: <https://www.statista.com/chart/26241/worlds-fastest-electric-airplanes-by-speed-over-a-19-mile-course/>. [Accessed: 28-Sep-2022].

SIMULATION AND MODELING OF SWITCHED RELUCTANCE MOTORS WITH VARIOUS MAGNETIC SYSTEM TOPOLOGY USING ARTIFICIAL INTELLIGENCE METHODS AND TECHNIQUES¹

Abstract: The paper deals with the models of switched reluctance motor with a various magnetic system topology which created in the MATLAB/Simulink environment using methods and techniques of the artificial intelligence theory. The Simulink model structure is the same for various topologies. The differences are implemented by changing Look-Up Table blocks and the MATLAB Function task block. For a model with a fuzzy control system, all topologies can use the same fuzzy inference system rules file. For a model with a neural network management system, each topology requires creating its own file for a training example. Based on the verification results of the created models the possibilities to study the switched reluctance motors with various magnetic system topology are shown. Errors in the calculation of current, torque and angular speed are estimated.

Keywords: Computer simulation, design, magnetic system topology, traction drive, switched reluctance motor, fuzzy logic, neural network.

I. INTRODUCTION

The prospects of a switched reluctance motor (SRM) using to public transportation, where its advantages are obvious [1]-[7], also are limited by the imperfection of its design procedure. The inclusion in the design procedure of typical mathematical blocks of visually-oriented modeling MATLAB matrix system with the Simulink and SimPowerSystems extension packages opens up additional opportunities for effective design [8]-[12].

Currently, models and methods based on the theory of fuzzy sets, hybrid and neural networks are widely used, including for controlling electric drives [13]-[19]. Methods of practical implementation of fuzzy and neural systems are possible in MATLAB application software packages.

This paper presents models of switched reluctance drive control created in the Matlab/Simulink environment using methods and techniques of artificial intelligence theory for various magnetic system topology of the motor.

Verification of the created models in various modes of a wide range of motor speed control was performed and it was found that the selected methods and

¹The work was carried out with the financial support of the RFBR grant, project No. 20-08-00386.

characteristics of artificial intelligence controllers make it possible to successfully simulate the switched reluctance drive.

II. MATERIALS AND METHODS

The objects of the study are switched reluctance motors with different topology of the magnetic system:

- *Electric motor SRM-1.5-1130 (laboratory model) with topology 6/4 ($N_s=6$ poles of the stator and $N_r=4$ teeth of the rotor).*
- *Traction electric motor SRM-180-1500 for trolleybus with topology 12/8 ($N_s=12$ poles of the stator and $N_r=8$ teeth of the rotor).*
- *Traction electric motor SRM-14-615 for mine electric locomotive with topology 8/6 ($N_s=8$ poles of the stator and $N_r=6$ teeth of the rotor).*

The SRM development is based on the principles of block-modular motor design, which ensure a minimum of production and financial costs [12]. The block-modular design of new motor means that a basic industry-developed motor prototype is selected and all necessary components and parts (housing, shaft, bearings, shields, etc.) are saved, with the exception of the developed stator coils, stator and rotor packages, as well as a small shaft revision. Thus, in block-modular motor design, the constraints are the outer diameter of the stator package and the inner diameter of the rotor package, the dimensions of which must be saved when designing the stator and rotor iron sheets. The SRM basic data are presented in Table I.

To be included in the SRM design procedure, three types of models have been developed in the MATLAB matrix system with Simulink and SimPowerSystems expansion packages for the topology of the motor magnetic system 6/4, 12/8 and 8/6. The model of speed control developed in the MATLAB/Simulink environment with current limitation is shown in Fig. 1.

The motor speed ω is determined after solving the equation of motion. The specified parameters are: voltage U , current limit I_{ref} , load torque T_{load} , moment of inertia J , switching on θ_{on} and off θ_{off} angles. The block diagram of each phase of this model is preserved when creating two new models developed in the

MATLAB/Simulink environment to regulate the SRM using methods and techniques of artificial intelligence theory.

Table 1

Parameters of SRM

Parameters	SRM-1,5-1130	SRM-180-1500	SRM-14-615
Number of stator winding phases	3	3	4
Stator poles number	6	12	8
Rotor poles number	4	8	6
External stator diameter, mm	191	520	396
Rotor diameter, mm	98	360	261
Stator package length, mm	100	420	215
Air gap, mm	1.0	0.6	1.0
Coil turns number	156	10	23.5
Phase inductance, mH	29.0	16.5	1.7
Torque at $I=I_n$, Nm	5.5	1033	86.5
Torque at $I=2I_n$, Nm	16.3	2113	200.0

In the *Look-Up Table* block, the phase current data are recorded in the form of a 2-dimensional table, depending on the discrete values of flux linkage and misalignment angles $i=\varphi(\psi,\theta)$. Flux linkage data obtained by finite element method (2-D FEM) in the form of a 2-dimensional table depending on the discrete values of phase currents and misalignment angles $\psi=f(i,\theta)$ have been converted.

In the *Look-Up Table 1* block, the torque data is recorded depending on the phase current and the misalignment angle. The problem is also solved by creating a MATLAB *m*-file, in which the co-energy is found by the dependence $\psi=f(i,\theta)$ and its gradient is determined.

The MATLAB Function 2 block, using the rem function (remainder after division), converts a continuous rotor angle function into a rotation angle function in the range from 0 to $\pi/2$ for the topology of the magnetic system 6/4, in the range from 0 to $\pi/4$ for the topology of the magnetic system 12/8, in the range from 0 to $\pi/3$ for topology of the magnetic system 8/6.

The MATLAB *Function 7* block, using the created *m*-file for each phase, converts the values of the rotation angle from the range obtained by the rem function

to the range for which the two-dimensional tables of the Look-Up Table and *Look-Up Table 1* blocks are written, namely from the range $0-\pi/4$ to the range $0-\pi/8$ for topology 6/4, from the range $0-\pi/4$ to the range $0-\pi/8$ for topology 12/8, from the range $0-\pi/3$ to the range $0-\pi/6$ for topology 8/6.

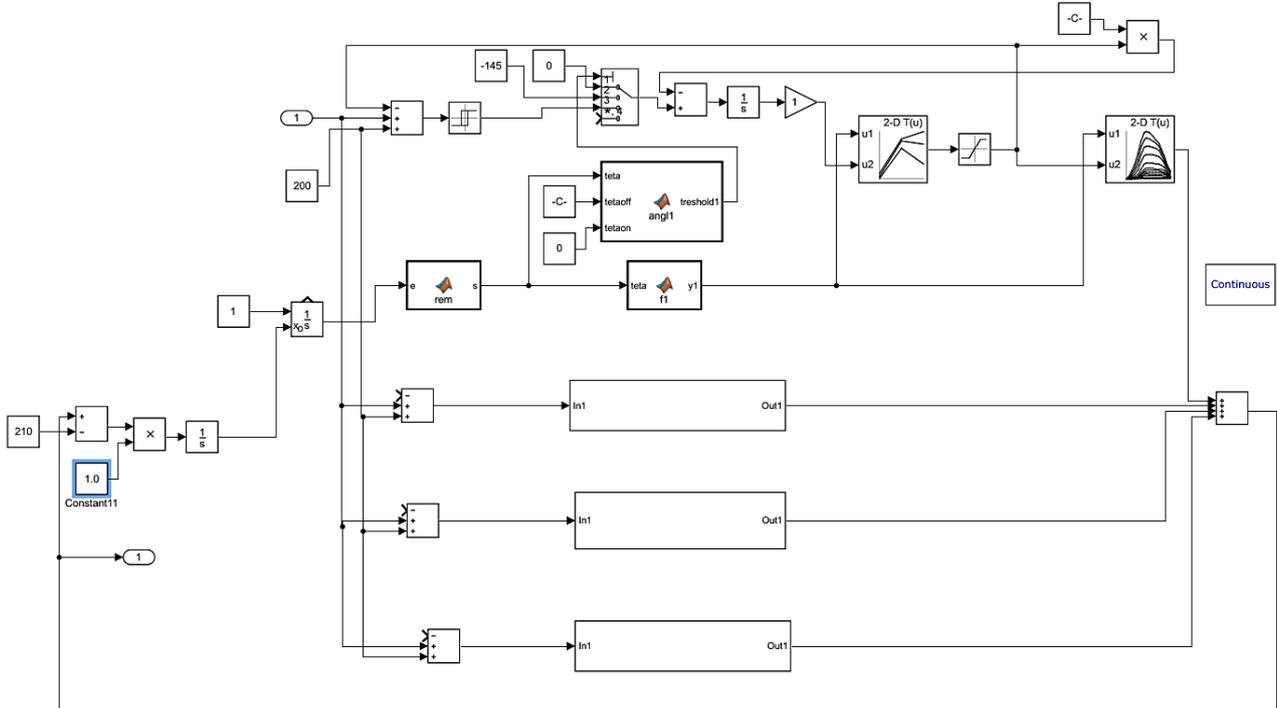


Fig. 1. Simulation SRM-180-1500 block diagram for speed control with current limitation

The MATLAB *Function* block uses an *m*-file for each phase to switch signals in the multiport switch according to expression:

$$\begin{aligned} u_j &= U_{dc}, \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{off}, \\ u_j &= -U_{dc}, \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{ent}, \\ u_j &= 0, \theta \geq \theta_{ent}, \end{aligned} \quad (1)$$

where θ is the misalignment angle of the rotor and stator position, u_j is the phase voltage depending on the angle θ .

To be able to observe the processes during simulation, a measuring device – Scope oscilloscope – was used. With the help of mathematical signal processing units, the operating values of the phase current and the average value of the motor torque are determined, which are displayed on the virtual display screen. For further analysis, phase current, flux linkage, and torque data are stored in the workspace using *Simout* blocks.

III. INVESTIGATION RESULTS

Based on the model of SRM energy converter for the study of motor speed control by current limitation (Fig. 1), models of speed control using methods and techniques of artificial intelligence theory, namely a model with a fuzzy control system and a model with a neural network control system, have been developed for various magnetic motor topology.

The model with a fuzzy control system is developed interactively in the Fuzzy Logic Toolbox package. A fragment of Fig. 2a was added to the simulation block diagram of speed control with current limitation (Fig. 1) for creation of a block diagram of speed control with fuzzy logic. The connection points of the fragments are shown in Fig. 1 and Fig. 2a. Methods and characteristics of the blocks *Fuzzy logic controller* and *Model References Control* were selected, when a successful simulation result has been ensured.

A fuzzy inference system of the Sugeno type has two input variables – the angular rotation frequency ω and its deviation from the specified one $\Delta\omega = \omega - \omega_{ref}$ are selected. Each variable is characterized by 5 membership functions, the type of which can be selected from the functions built into the editor. For both variables, triangular functions of the type *trimf* are selected (S2, S1, CE, B1, B2), which are shown in Fig. 3. For membership functions, 25 rules of the fuzzy inference system are written in the form: “If (x1 is S2) and (x2 is S2) then (y is S2)”. The adopted rules are presented in Table 2.

Table 2

Rules of the Fuzzy Inference System

$\omega / \Delta\omega$	S2	S1	CE	B1	B2
S2	S2	S2	S2	S1	CE
S1	S2	S1	S1	CE	B1
CE	S2	S1	CE	B1	B2
B1	S1	CE	B1	B1	B2
B2	CE	B1	B2	B2	B2

The method of algebraic product (*prod*) is chosen for performing logical conjunction under fuzzy rules, and the method of algebraic sum (*probor*) is chosen for performing logical disjunction.

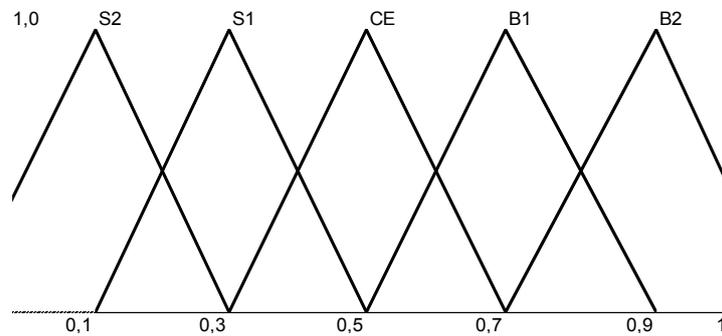


Fig. 2. Membership functions for variables ω и $\Delta\omega$

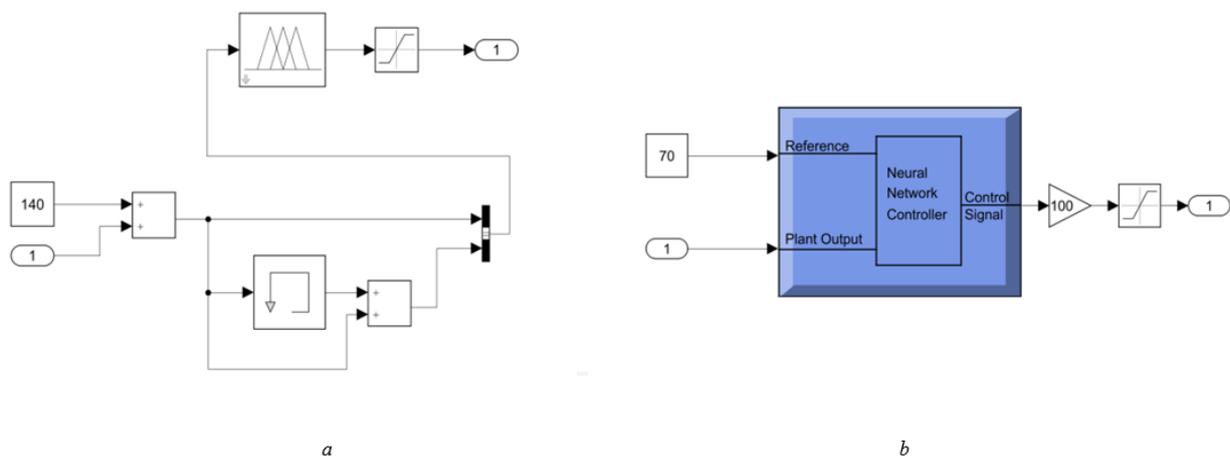


Fig. 3. Fragments for creating a simulation block diagram SRM for speed control with fuzzy logic (*a*) and with a neural network (*b*)

To make a logical conclusion in each of the fuzzy rules, the minimum value (*min*) method is selected, and for aggregating values, the maximum value (*max*) method is selected. To perform de-fuzzification of output variables in the Sugeno fuzzy inference system, the weighted average method (*wtaver*) is adopted. According to the selected conditions, the *SRModfuzzylogic* file is created, which is written to the Fuzzy logic controller with *Ruleviewer Simulink* block for any SRM topology.

The comparison of the simulation results obtained on the reference model and the model with a fuzzy control system was made according to the main parameters of the mode under study – the effective value of the phase current I_{rms} , the angular

frequency of rotation ω , the average value of the rotating electromagnetic torque T_{mean} , the coefficient of the torque ripple K_{pT} . The results of the comparison are presented in Table III (ω – speed limitation (Fig. 1), ω_{FL} – fuzzy logic (Fig. 2a).

In almost all modes on the model based on fuzzy logic, results adequate to the standard were obtained for all topologies, only in the maximum speed mode there is an error in angular speed of 8.1% (topology 6/4), and for topology 8/6 there is an error in current, which is practically absent in the other two topologies.

The model with a neural network management system is developed in the Neural Network Toolbox package. A fragment of Fig. 2b was added to the simulation block diagram of speed control with current limitation (Fig. 1) to create a block diagram of speed control using a neural network. The connection points of the fragments are shown in Fig. 1 and Fig. 2b. Methods and characteristics were selected, the introduction of which into the *Model References Control* blocks provided a successful simulation result.

The controller based on the reference model – Model References Controller – is selected as the control system.

The Simulink files *srm_nNN_64*, *srm_nNN_128*, *srm_nNN_86* created by Simulink are introduced which contains the controller (Fig. 2b), and *base64.mat*, *base64.mat*, *base64.mat* training example files are set; the number of variables (35070, 15750, 102600), minimum (0) and maximum (ω_{ref}) values, maximum (0.001) and minimum (0.0001) interval values.

The Model References Control window also permits to select data: the number of hidden layers – 10, delayed inputs of the reference model – 2, delayed outputs of the controller – 1, delayed outputs of the object – 2.

To identify the object model (*Plant identification*), the following parameters are set: the number of hidden layers – 10, delayed inputs of the object model – 2, delayed outputs of the object model – 2.

When training the network according to the specified number of iterations and training the controller, we get data, after the final acceptance of which the Simulink files *srm_nNN_64*, *srm_nNN_128*, *srm_nNN_86* are ready for modeling.

The comparison of the simulation results obtained on the reference model and the model with the neural network control system was performed according to the main parameters of the studied mode and is presented in Table IV (ω – speed limitation (Fig. 1), ω_{NN} – neural network (Fig. 2b).

In almost all modes, on a model with a neural network control system, results adequate to the standard were obtained for all topologies. The error in angular rotation speed is maximum (1.6%) for topology 8/6. The current error is also presented in topologies 6/4 (4.4%) and 12.8 (3.5%), which was absent when modeling with a fuzzy logic control system.

Table 3

Comparison of Simulation Results for the Model with a Fuzzy Control System

Operation mode			Scheme	Simulation results			
I_{ref}	M	θ		I_{rms}	ω	M	K_{pM}
A	Nm	rad		A	rad/sec	Nm	%
SRM-3,5-1130 (topology 6/4)							
30	15	$\pi/5$	ω	18.27	178.50	15.24	30.10
			ω_{FL}	18.01	182.30	14.64	30.30
20	10	$\pi/5$	ω	15.84	234.90	9.55	20.70
			ω_{FL}	16.24	254.00	9.76	29.30
20	10	$7\pi/30$	ω	18.19	267.60	10.53	28.80
			ω_{FL}	18.19	285.40	10.47	30.40
SRM-180-1500 (topology 12/8)							
360	1200	$\pi/10$	ω	185.00	127.50	1202.40	55.00
			ω_{FL}	185.00	127.30	1202.40	53.60
300	800	$\pi/10$	ω	177.80	140.00	828.80	61.10
			ω_{FL}	177.80	139.90	828.80	61.00
SRM-14-615 (topology 8/6)							
200	216	$\pi/8$	ω	71.10	68.60	215.60	25.60
			ω_{FL}	81.70	68.60	213.70	24.00
200	33	$\pi/8$	ω	31.10	116.00	42.90	46.50
			ω_{FL}	34.50	112.40	44.80	42.40

Table 4

Comparison of Simulation Results for the Model with the Neural Network Control System

Operation mode			Scheme	Simulation results			
I_{ref}	M	θ		I_{rms}	ω	M	K_{pM}
A	Nm	rad		A	rad/sec	Nm	%
SRM-3,5-1130 (topology 6/4)							
30	15	$\pi/5$	ω	18.27	178.50	15.24	30.10
			ω NN	18.27	178.50	15.22	30.30
20	10	$\pi/5$	ω	15.84	234.90	9.55	20.70
			ω NN	16.00	232.70	10.30	32.30
20	10	$7\pi/30$	ω	18.19	267.60	10.53	28.80
			ω NN	17.38	267.70	10.26	26.90
SRM-180-1500(topology 12/8)							
360	1200	$\pi/10$	ω	185.00	127.50	1202.40	55.00
			ω NN	185.00	127.50	1202.00	54.90
300	800	$\pi/10$	ω	177.80	140.00	828.80	61.10
			ω NN	171.50	139.90	828.80	53.60
SRM-14-615 (topology 8/6)							
200	216	$\pi/8$	ω	71.10	68.60	215.60	25.60
			ω NN	80.40	68.40	221.40	23.40
200	33	$\pi/8$	ω	31.10	116.00	32.90	46.50
			ω NN	37.50	114.10	32.60	48.20

IV. CONCLUSION

1. To study the operating modes of switched reluctance motors in the MATLAB/Simulink environment, two type of models have been developed that are applicable to various magnetic system topologies: a model with a fuzzy control system in the Fuzzy Logic Toolbox package and a model with a neural network control system in the Neural Network Toolbox package.

2. As the initial data for the verification of the developed models, the effective current value, the angular frequency of rotation and the value of the electromagnetic torque obtained on the Simulink model of motor speed control by current limitation are taken.

3. Based on the results of verification of the created models in various modes it has been found that the selected methods and characteristics of artificial intelligence controllers allow us to simulate successfully the Switched Reluctance drive.

4. For a model with a fuzzy control system, all topologies can use the same fuzzy inference system rules file. The maximum modeling error was 14.0% in current (topology 8/6), 8.1% in angular speed (topology 6/4), 4.4% in torque (topology 8/6).

5. For a model with a neural network management system, each topology requires creating its own file for a training example. The maximum modeling error was 20.0% in current (topology 8/6), 1.6% in angular speed (topology 8/6), and 7.8% in torque (topology 6/4).

REFERENCES

1. G. K. Ptakh, "Switched reluctance drive medium and high power: foreign and domestic experience," *Russ. Internet J. Electr. Eng.* vol. 2, pp. 23–33, 2015. <https://doi.org/10.24892/rijee/20150305>.
2. F. Bokose, L. Vandeveld, and J. A. A. Melkebeek, "Structural design-optimization of switched reluctance motors based on long-range deformation forces using finite element method coupled with a genetic algorithm," presented at the 16th Int. Conf. Electr. Mach., Cracow, Poland, 2004.
3. R. Rocca, F. G. Capponi, G. De Donato, M. Rashed, S. Papadopoulos, and M. Galea, "Analytical approach for the identification of an optimal design space for switched reluctance machines," presented at the 23rd Int. Conf. Electr. Mach., Alexandroupoli, Greece, 2018. <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507017>.
4. K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Advantages of switched reluctance motor applications to EV and HEV: design and control issues," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, pp. 111–121, 2000. <https://doi.org/10.1109/28.821805>.
5. K. Kiyota and A. Chiba, "Design of switched reluctance motor competitive to 60-kW IPMSM in third-generation hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, pp. 2303–2309, 2012. <https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2227091>.
6. M. Takeno, A. Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto, and M. A. Rahman, "Test results and torque improvement of the 50-kW switched reluctance motor designed for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, pp. 1327–1334, 2012. <https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2199952>.
7. M. V. Terzic, B. Bilgin, and A. Emadi, "Switched Reluctance Motor Design for a Forklift Traction Application," presented at the 23rd Int. Conf. Electr. Mach., Alexandroupoli, Greece, 2018. <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507083>.
8. P. Andrada, B. Blanque, M. Capo, G. Gross, and D. Montesinos, "Switched Reluctance Motor Controller for Light Electric Vehicles," presented at the 20th Eur. Conf. Power Electron. Appl., Riga, Latvia, 2018.
9. A. Matveev, V. Kuzmichev, R. Nilssen, T. Undeland, and O. S. Bragstads, "Two Approaches For Modeling Of Switched Reluctance Drives," presented at the 10th Eur. Conf. Power Electron. Appl., Toulouse, France, 2003.
10. F. Soares and P. J. C. Branco, "Simulation of a 6/4 switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 37, pp. 989–1009, 2001. <https://doi.org/10.1109/7.953252>.
11. P. Chanchaensook and M. F. Rahman, "Dynamic modeling of a four-phase 8/6 switched reluctance motor using current and torque Look-up tables," presented at the 28th Industrial Electron. Conf., Sevilla, Spain, 2002. <https://doi.org/10.1109/IECON.2002.1187557>.

12. V. N. Antipov, A. D. Grozov, and A. V. Ivanova, "Switched reluctance motor for a trolleybus traction application: Design and modeling," presented at the 24th Int. Conf. Electr. Mach., Gothenburg, Sweden (Virtual conference), 2020. <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270914>.
13. A. Tuysuz and C. Budde, "On the Use of Switched Reluctance Machines in Highly Dynamic Drive Applications," presented at the 24th Int. Conf. Electr. Mach., Gothenburg, Sweden (Virtual conference), 2020. <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270857>.
14. K. Tanaka and H. O. Wang, *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*, New York: Wiley, 2001. <https://doi.org/10.1002/0471224596>.
15. V. S. Wadnerkar, M. M. Bhaskar, T. R. Das, and A. D. RajKumar, "A New Fuzzy Logic based Modeling and Simulation of a Switched Reluctance Motor," *J. of Electrical Engineering & Technology*, vol. 5(2), pp. 276–281, 2010. <https://doi.org/10.5370/JEET.2010.5.2.276>.
16. E. Karakas and S. Vardarbasi, "Speed control of SR motor by self-tuning fuzzy PI controller with artificial neural network," *Sadhana – Acad. Proc. Eng. Sci.*, vol. 32, pp. 587–596, 2007. <https://doi.org/10.1007/s12046-007-0044-4>.
17. V. Pushparajesh, M. Balamurugan, and N. Ramaiah, "Artificial neural network based direct torque control of four phase switched reluctance motor," *SSRN Electronic J.*, pp. 1–8, 2019. <https://doi.org/10.2139/ssrn.3371369>.
18. C. Li, G. Wang, Y. Li, and A. Xu, "Robust adaptive neural network control for switched reluctance motor drives," *Automatika*, vol. 59, pp. 24–34, 2018. <https://doi.org/10.1080/00051144.2018.1486797>.
19. S. Mir, M. S. Islam, T. Sebastian, and I. Husain, "Fault-tolerant switched reluctance motor drive using adaptive fuzzy logic controller," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 289–295, 2004. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2003.823244>.

Davydov A., Pankrats Yu., Ivanov I., Bayanov E., Chipurnov S.
Novosibirsk State Technical University

ANALYSIS OF THE APPLICATION OF TRACTION ENGINES IN UNMANNED AERIAL VEHICLES

Abstract: In this work, the research and development of an electric drive for unmanned aerial vehicles of small and medium range, with a flight range of up to 300 km and an expected payload of 100 to 500 kg, was carried out.

Keywords: Unmanned aerial vehicles, permanent magnet synchronous motor, mathematical modeling, frequency converter, increasing efficiency.

I. NOMENCLATURE

- Q1 – Q8 – N-channel MOSFET transistors;
- R_s – the active resistances of the stator;
- L_{Sq}, L_{Sd} – the stator windings inductance on the axis [d, q];
- M_{em} – torque;
- Z_p – number of pole pairs of the machine;
- U_{Sq}, U_{Sd} – the stator winding supply voltage on the axis [d, q];
- I_{Sq}, I_{Sd} – projections of the stator current on the axis [d, q];
- Ψ_f – machine rotor flux linkage;
- ω_e – stator field rotation speed;

U – DC Voltage;
 W – Active power;
 Hz – Frequency of modeling AC voltage;
 Rpm – Rotate per minute;
 M_b – Basic moment;
 R_b – Basic resistance;
 U_b – Basic voltage;
 I_b – Basic current;
 Ψ_b – Basic flux linkage;
 t – Time of modeling;
 p – the number of pairs of motor poles;
 J – (moment) inertia of the electromechanical system;
 W_s – speed loop transfer function;
 W_{rs} – speed controller transfer function;
 W_i – current loop transfer function;
 W_m – motor torque transfer function;
 W_ψ – flux controller transfer function;
 η – efficiency;
 I_n – nominal current;
 U_n – nominal voltage;
 M_n – nominal torque;
 m – weight.

II. INTRODUCTION

The use of an electric drive in unmanned aerial vehicles is expanding its scope, which is associated with the development of lithium-ion and lithium-polymer batteries, which have better weight and size parameters [1]. On the one hand, an increase in flight duration is directly proportional to the capacity of the battery, on the other hand, this leads to an increase in the ballast mass of the aircraft.

Unmanned aerial vehicles with an internal combustion engine have advantages when used in heavier aircraft to increase the flight range, however, they have a number of disadvantages that are not present in the electric drive.

However, the most efficient scheme is a hybrid installation, which includes an electric generator driven by an internal combustion engine and traction motors.

III. THE PROPOSED ELECTRIC CIRCUIT

The electric motor control system is made on traditional elements, such as a control controller, an inverter, and a permanent magnet synchronous motor (PMSM) is also used.

PMSM were used due to the fact that they have the highest energy performance, and also do not have rubbing moving contacts, in connection with which the reliability of the entire system is greatly increased. However, these engines still allow them to be controlled in the second zone, which leads to a high energy efficiency of the system, which will reduce weight or increase the flight range.

To simplify the calculation, the system dq was chosen and the block diagrams of the electric drive were drawn up along the axes of current q and current d separately. Structural diagrams are shown in Fig. 1 and Fig. 2.

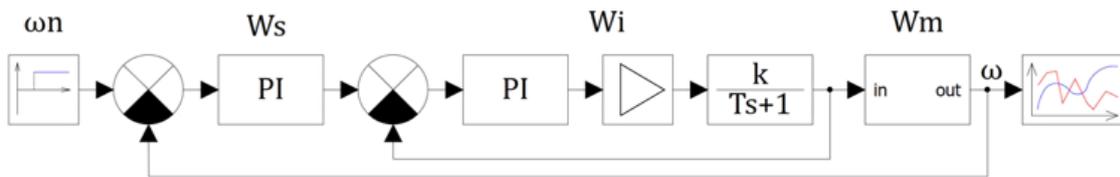


Fig. 1. Structural schematic of the electric drive along the current axis q

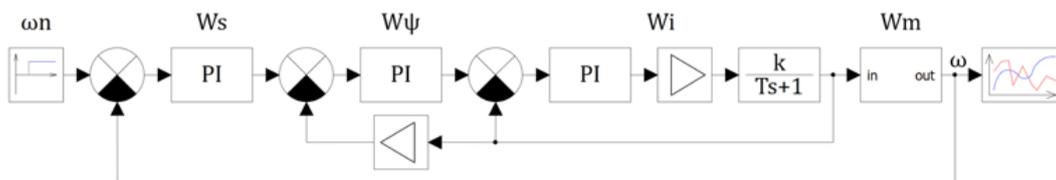


Fig. 2. Structural schematic of the electric drive along the current axis d

The block diagram in Fig. 1 describes the operation of the control system along the current axis q, and in Fig. 2 the control system along the current axis d, which control one of the engines of the aircraft drive system. The diagram in Fig. 1 shows from right to left: setting the required motor speed, resultant speed feedback, speed controller, current circuit, load circuit and resultant speed. From right to left, the diagram in Fig. 2 shows: setting the required motor speed, resultant speed feedback, speed controller, flux linkage feedback, flux linkage controller, current loop, load loop, and resulting speed.

In these equations, all the variables are relative, obtained as a result of dividing the real values by the base ones and all the coefficients are also dimensionless, obtained in the same way.

The mathematical description of the speed loop for the current velocity q in Fig. 1 is shown below:

$$W_s = W_{rs} \cdot W_i \cdot W_m \cdot \frac{1}{J \cdot S}$$

where W_s : speed loop transfer function

W_{rs} : speed controller transfer function

W_i : current loop transfer function

W_m : motor torque transfer function

J : (moment) inertia of the electromechanical system;

The mathematical description for the transfer function of the current loop:

$$W_i = \frac{1}{a_1 R_s^2 S + 1}$$

The mathematical description for the motor torque transfer function:

$$W_m = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \Psi$$

The mathematical description for the transfer function of the speed controller:

$$W_{rs} = \frac{W_s \cdot J \cdot S}{W_i \cdot W_m}$$

The mathematical description of the speed loop for current d in Fig. 2 is distinguished by the presence of a flux linkage controller:

$$W_s = W_{rs} \cdot W_\psi \cdot W_i \cdot W_m \cdot \frac{1}{J \cdot S}$$

where W_ψ : flux controller transfer function;

Thus, the obtained equations allow us to simulate the operation of a permanent magnet synchronous motor in various modes and allow us to check the efficiency of the control system.

V. SIMULATION RESULT

Based on the above, the operation of the control circuit in the SimInTech environment was simulated using two speeds, nominal and increased.

For the simulation, the parameters of the motor with the power of 2200 watts were used. Figure 4 shows the motor parameters required for the simulation.

Parameters of induction motor presented in table 1:

Table 1

PARAMETERS MACHINE

Parameter of motor	Value
Power (kW)	2,2
Synchronous angular velocity (rpm)	1500
$\eta(\%)$	90,5
$\text{Cos } \varphi$	0,99
I_n (A)	4,5
M_n (N•m)	14
U_n (V)	315
m_{im1081} (kg)	23,5

Figures 4 show the results of the simulation. The graph shows the results of modeling the speed of rotation of the engine

Figure 4 shows a graph of the engine accelerates to the nominal rotation speed in 0.55 seconds, and from the moment the transition to an increased speed begins, it takes 0.7 seconds to reach the steady state.

Figures 5 show the results of the simulation. Figure 5 shows a graph the simulation results of the motor current at the moment of transition to increased speed. It can be seen from the graph that when switching to an increased speed, the motor current decreases by 2 amperes.

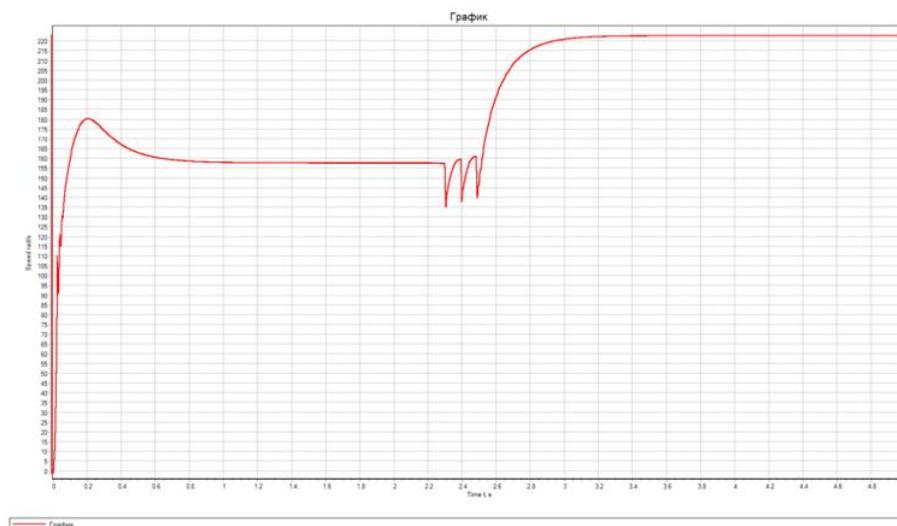


Fig. 4. Speed of rotation of the engine

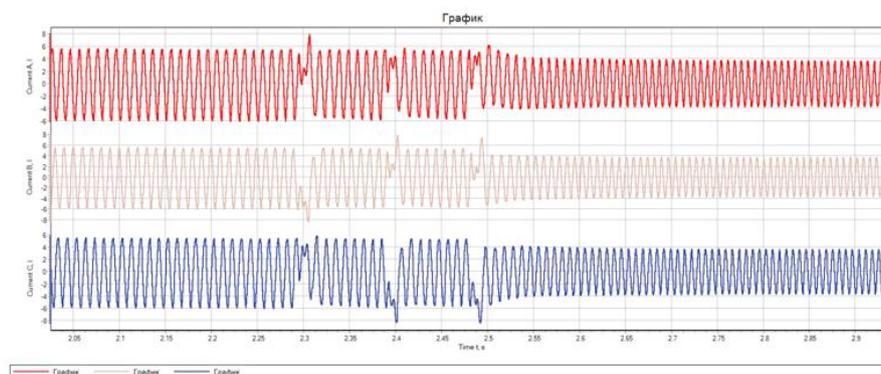


Fig. 5. The motor current at the moment of transition to increased speed

Figures 4 and 5 show that the developed control system works and allows the engine to switch to an increased speed while maintaining engine power.

This control system will allow unmanned aerial vehicles to increase the flight range, while maintaining weight and size indicators.

VI. CONCLUSION

The frequency converter for a permanent magnet synchronous motor is designed for use in the electric drive of unmanned aerial vehicles. Due to the absence of large loads in the system, mathematical modeling of the nominal and increased speed of operation was performed. Mathematical modeling was carried out in the SimInTech mathematical modeling system. This simulation showed the possibility of using the developed frequency converter in the control system of the electric drive of unmanned aerial vehicles.

REFERENCES

1. Artamonov, V. Yu., and Dubov, N. V., The choice of a perspective topology for constructing a two-link frequency converter based on a controlled rectifier and an autonomous voltage inverter, Proceedings of the XXIII Scientific and Practical Conference of Young Scientists, Postgraduates and Students of the Ogarev National Research Mordovian State University. - Saransk, 2019. - p. 67-71. (in Russian)
2. Litsin, K. V. *Development of an electric drive system with vector control in the installation of intercellular cooling of sheet meta/* K. V. Litsin, T. V. Kovalchuk // Ferrous Metallurgy: bulletin of scientific, technical and economic information. - 2019. - T. 75. - No. 3. - S. 350-355. (in Russian)
3. Grigoriev M. A. Evaluation of the possibilities of frequency methods for the synthesis of a control system for semiconductor converters [Text] / M. A. Grigoriev // Electrotechnika. - 2017. - No. 4. - p. 6-9. (in Russian)

4. Egorov A.N., Semenov A.S., Kharitonov Ya.S., Fedorov O.V. Analysis of the effectiveness of the use of a frequency-controlled electric drive in the conditions of diamond mining enterprises. *Mountain Journal*, 2019, no. 2, pp. 77-82. (in Russian)
5. Belousov I.V., Samoseyko V.F., Brovtsinova L.M. *Comparative analysis of pulse width modulation methods*. Bulletin of the State University of the Sea and River Fleet. Admiral S.O. Makarova, 2018, vol. 10, no. 2, pp. 420-429. (in Russian)
6. Iker Peña-Gonzalez, Alain Sanchez-Ruiz, Ivan Martinez-Ramos Scalar. *Vector Sensorless Control Combination Solution for Induction Motor Drives at Whole Speed Range Operation*. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe) , Genova, 2019. DOI: 10.23919 / EPE.2019.8914815, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8914815>
7. Dmitry Kukishev, Victor Meshcheryakov, Andrei Boikov, Alexei Evseev. *Energy saving in the scalar control system of an asynchronous electric drive*. 2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS), Novochoerkassk, 2018. DOI: 10.1109 / ICEPDS.2018.8571784, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8571784>
8. Vladimir L. Kodkin, Alexandr S. Anikin, Alexandr A. Baldenkov. *Spectral Analysis of Rotor Currents in Frequency-Controlled Electric Drives*. 2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Moscow, 2018. DOI: 10.1109 / ICIEAM.2018.8728649, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8728649>
9. Evgeniy Omelchenko, Timur Khrumshin, Vasiliy Tanich, Igor Kozhevnikov. *Dynamic Computer Model of Traction Asynchronous Motor*. 2019 IEEE Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI), Magnitogorsk. 2019. DOI: 10.1109 / PEAMI.2019.8915408, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8915408>
10. Nikola Vukajlovic, Dragan Milicevic, Bane Popadic, Boris. *Increasing the Induction Machine Power Capacity using Industrial Frequency Converter*. IEEE EUROCON 2019 -18th International Conference on Smart Technologies, Novi Sad, 2019. DOI: 10.1109 / EUROCON.2019.8861552, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8861552>
11. Sukhinin S. E. Development of an electric drive for moving a crane-beam of the tool shop final qualification work, available at: elib.altstu.ru/diploma/download_vkr/id/114359 (in Russian)
12. Davydov A.E., Stal'naya M.I., Ivanov I.A., Rybalkina T.D., Ryazanova E.D. *Compact frequency converter for a single-phase induction motor*. Patent 182963 Russian Federation, H 03 K 17/041, 2018 (in Russian)
13. Halina T.M., Stal'naya M.I., Ivanov I.A., Rybalkina T.I., Ryazanova E.D. *Speed Regulation of Single-Phase Engines Used in Agriculture*. Proceedings of the XIV International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, 2018, vol. 7, available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8545140/authors#authors> (in Russian)
14. Eremchkin S.Yu., Davydov A.E., Ivanov I.A. *Modernization of the electric drive using modern electrical equipment*. Yunost' - Barnaulu: materials of the XX city scientific-practical conference of young scientists, 2018 (in Russian)
15. Eremchkin S.Yu., Davydov A.E., Ivanov I.A. *Modernization of the electric drive-in enterprises with old equipment*. Yunost' – Barnaulu: materials of the XX city scientific-practical conference of young scientists, 2018 (in Russian)
16. Stal'naya M.I., Ivanov I.A., Rybalkina T.I., Ryazanova E.D. *Frequency converter for medium and low power engine*. Yunost' – Barnaulu: materials of the XX city scientific-practical conference of young scientists, 2018 (in Russian)
17. Halina T.M., Stal'naya M.I., Ivanov I.A., Rybalkina T.I., Ryazanova E.D. *Frequency converter for medium and low power engines*. Proceedings of the XIV International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, 2018, vol. 7, available at: <http://apeie.conf.nstu.ru/apeie2018/> (in Russian)
18. T. Hussain, A. Haider, W. Akram, M. U. Rehman, A. Khan and M. Abbas, "Synchronized intermittent mandatory ventilation mode control using pulse oximeter," 2018 International

- Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET), Sukkur, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOMET.2018.8346425.
19. K. Filonenko, V. B. Ljungdahl, T. Yang and C. Veje, "Modelica implementation of phase change material ventilation unit," 2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon), Gammarth, Tunis, Tunisia, 2020, pp. 464-467, doi: 10.1109/ENERGYCon48941.2020.9236495.
20. Z. Liu, W. Cai, X. Zhang and C. Cui, "An Air Balancing Method based on Distributed Finite-Time Control for the Ventilation Duct System," 2020 15th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Kristiansand, Norway, 2020, pp. 351-355, doi: 10.1109/ICIEA48937.2020.9248403.
21. N. F. Ershad and R. T. Mehrjardi, "A low cost single-phase to three-phase power converter for low-power motor drive applications," 2018 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC), College Station, TX, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/TPEC.2018.8312061.
22. M. A. R. Khan and M. Q. Ahsan, "Development and performance analysis of a two-phase induction motor in the frame and core of a single-phase induction motor," 8th International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka, 2014, pp. 469-472, doi: 10.1109/ICECE.2014.7026982.
23. V. V. Kharlamov, Y. V. Moskalev and V. S. Lysenko, "Connection Three-Phase Winding of the Induction Motor to a Single-Phase Electrical Network," 2018 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics), Omsk, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/Dynamics.2018.8601428.
24. V. Hrabovcova, L. Kalamen, P. Sekerak and P. Rafajdus, "Determination of single phase induction motor parameters," SPEEDAM 2010, Pisa, 2010, pp. 287-292, doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545087.
25. A. Nied, J. de Oliveira, F. L. de Sá, R. de F. Campos and L. H. R. de C. Stival, "Single-phase induction motor indirect field oriented control under nominal load," 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 789-793, doi: 10.1109/PEDS.2009.5385845.
26. V. S. Fating, S. V. Jadhav, R. T. Ugale and B. N. Chaudhari, "Direct Torque Control of Symmetrical and Asymmetrical Single Phase Induction Motor," 2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, New Delhi, 2008, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICPST.2008.4745327.
27. D. de Carvalho Souza, A. J. S. Filho, J. T. Altuna and R. S. Inomoto, "Vector control of single-phase induction motor," 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), Niteroi, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SBSE.2018.8395580.
28. O. Iegorov, O. Iegorova, M. Kundenko and A. Milenin, "Single-Phase Induction Motors Winding Parameters Optimization with Maximum Efficiency," 2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP), Kremenchuk, Ukraine, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240878.
29. B. Poudel, R. Shiwakoti, E. Amiri, P. Rastgoufard, T. E. Field and J. Ramamurthy, "Aggregate Model of Single Phase Induction Motors," 2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), San Diego, CA, USA, 2019, pp. 1373-1378, doi: 10.1109/IEMDC.2019.8785388.

Полуянович Н. К., Дубяго М. Н.

Южный федеральный государственный университет

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИЛОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Аннотация: Рассматривается нейрокомпьютерная система для прогнозирования ресурса силовой кабельной линии (СКЛ) с использованием нейросетевых технологий. Для прогнозирования температурных режимов СКЛ была разработана искусственная нейросеть (ИНС) для определения текущего температурного режима для токоведущей жилы СКЛ, позволяющий проводить долгосрочный прогноз температур СКЛ без увеличения погрешности при увеличении дальности прогноза. Предложенный нейросетевой алгоритм, выполняющий прогнозирование характеристик электрической изоляции СКЛ, основанный на методе скользящего окна. Проведены экспериментальные исследования, а именно разработан адаптивный алгоритм и выполнено прогнозирование термических процессов в изоляции СКЛ от тока нагрузки. Показано, что разрабатываемые методы и алгоритмы являются элементами комплексной системы управления энергосетью, а разработанная адаптивная НК модель позволяет проводить оценку текущего состояния изоляции и прогнозировать остаточный ресурс СКЛ.

Ключевые слова: Кабельные линии электропередачи, нейросеть, электроизоляция, пропускная способность, прогнозирование.

I. ВСТУПЛЕНИЕ

В связи с неустойчивостью работ энергосети в процессе изменения режимов работы прогнозирование пропускной способности СКЛ становится труднореализуемой задачей. Решением проблемы является осуществление мониторинга температуры кабеля во время работы. Такой мониторинг требует развития существующих методов диагностики таким образом, чтобы они могли быть реализованы в условиях неопределенности. Преодоление неопределенности, обусловленной неточностями модели температурного нагрева и действием возмущений, возможно за счет использования интеллектуальных технологий.

Целью работы является разработка методов интеллектуального прогнозирования температуры жилы СКЛ для планирования режимов работы электросети с целью повышения надежности и энергоэффективности за счет применения специализированной системы мониторинга состояния изоляции СКЛ.

II. МЕТОДЫ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ТЕРМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

При протекании тока по жиле максимальная температура возникает в слоях изоляции, непосредственно прилегающих к жиле. Тепловое поле КЛ описывается дифференциальным уравнением теплопроводности (1).

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \text{div}(\chi * \text{grad}(T)) + \frac{qv}{c_v} \quad (1)$$

В основе методики оценки тепловых стационарных режимов КЛ ИЕС 60287 [2] лежит модель Нейера-МакГрафа [3], которую развили и применили к различным КЛ другие авторы [4, 5]. Суть методики ИЕС 60287 сводится к определению величины допустимого тока нагрузки кабелей

$$I_{\text{дон}} = \sqrt{\frac{T_{\text{дон}} - T_0 - Q_{\theta}(0.5R_{T1} + R_{T2} + R_{T3} + R_{T4})}{R_{\text{жс}}R_{T1} + R_{\text{жс}}(1 + \Delta_1)R_{T2} + R_{\text{жс}}(1 + \Delta_1 + \Delta_2)(R_{T3} + R_{T4})}} \quad (2)$$

В [6, 7] для предотвращения токовых перегрузок прогнозировали температуру жил кабелей в режиме реального времени, однако решение получают громоздкими и содержат цилиндрические функции. Холодный С.Д. [8] решал задачу расчета нагрева однофазного кабеля, проложенного в грунте, и для границы между кабелем и грунтом записано уравнение теплового баланса:

$$-2\pi\lambda_{\text{сп}}r_k \frac{\partial T}{\partial r} = Q_k \quad (3)$$

Для расчета температуры в произвольной точке грунта формула имеет вид:

$$T(t) = \frac{Q_k}{2\pi\lambda_{\text{сп}}} \left[\ln \frac{d}{d} - \int_0^{\infty} \frac{J_0(x) - J_0\left(\frac{d}{a}x\right)}{x} e^{-\frac{a}{a^2}x^2t} dx \right] \quad (4)$$

Считая кабель бесконечно тонким линейным источником тепла, решение уравнения (2) позволяет определять температуру на поверхности кабеля

$$-Ei(-x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-v}}{v} dv \quad (5)$$

Формула для температуры на поверхности одиночного кабеля, проложенного на глубине h в грунте, имеет следующий вид:

$$T_k(t) = T_0 + Q_k \frac{1}{2\pi\lambda_{\text{сп}}} \left[-Ei\left(-\frac{D_k^2}{16at}\right) + Ei\left(\frac{h^2}{at}\right) \right] \quad (6)$$

Расчет температуры на поверхности кабеля с помощью экспоненциального интеграла реализовано в [9], а перепад температур между

поверхностью кабеля и поверхностью грунта рассчитывали с помощью теории [10].

Перепад температуры между жилой и внешней оболочкой рассчитывали с помощью тепловой схемы замещения [11], где расчет ее параметров выполняют с помощью метода Ван-Вормера. Учитывая, что тепловая волна от жилы и экрана не сразу достигает поверхности кабеля, то введен коэффициент $\alpha(t)$

$$\alpha(t) = \frac{\Delta T_{жк}(t)}{\Delta T_{жк}(\infty)} \quad (7)$$

Формула расчета температуры жилы однофазного кабеля имеет вид:

$$T_{ж}(t) = \Delta T_{жк} + \alpha(t)T_{к}(t) + \alpha(t)T_{mn}(t) \quad (8)$$

Расчет температуры жилы в режиме реального времени на основе токовой нагрузки жилы и температуры в экране выполнен в [12]. При этом влияние ступенчатых скачков тока жилы ($\Delta I_{ж} = I_{ж1} - I_{ж0}$) и температуры экрана $\Delta T_{э}$ на изменение температуры жилы производили по формуле:

$$(T_{ж} - T_{э})_t = Q_{ж0}R_{Tu} + \Delta Q_{ж0}R_{Tu}(1 - e^{-\frac{1}{c_1 R_{Tu}}t}) + \Delta T_{э}(1 - e^{-\frac{1}{c_1 R_{Tu}}t}) \quad (9)$$

С учетом изменяющихся тока жилы и температуры экрана, расчет величины $(T_{ж} - T_{э})$ в [13] представили их в виде ступенчатого графика. Влияние каждого скачка тока и температуры экрана учитывали с помощью формулы (9). В [14] с помощью такого же метода вычисляют превышение температуры поверхности кабелей над температурой окружающей среды.

Развитие теории, а также новых информационных технологий позволило решение задачи прогнозирования нетрадиционными методами, а именно использованием моделей на основе специальных экспертных систем и ИНС [1].

III. АЛГОРИТМ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЫ

В работе использованы методы математического моделирования, программное обеспечение MatLAB Simulink. Для решения задачи посредством использования нейрокompьютерной системы прогнозирования, был разработан алгоритм работы адаптивной системы прогнозирования температуры СКЛ. Алгоритм работы адаптивной системы прогнозирования температуры СКЛ приведен на рис. 1. Адаптивный алгоритм работы НК - системы

прогнозирования температуры СКЛ поэтапно (блок1 – блок 12).
 К достоинствам данного алгоритма обучения ИНС можно отнести быстроту обучения и достаточно низкую среднеквадратическую ошибку.

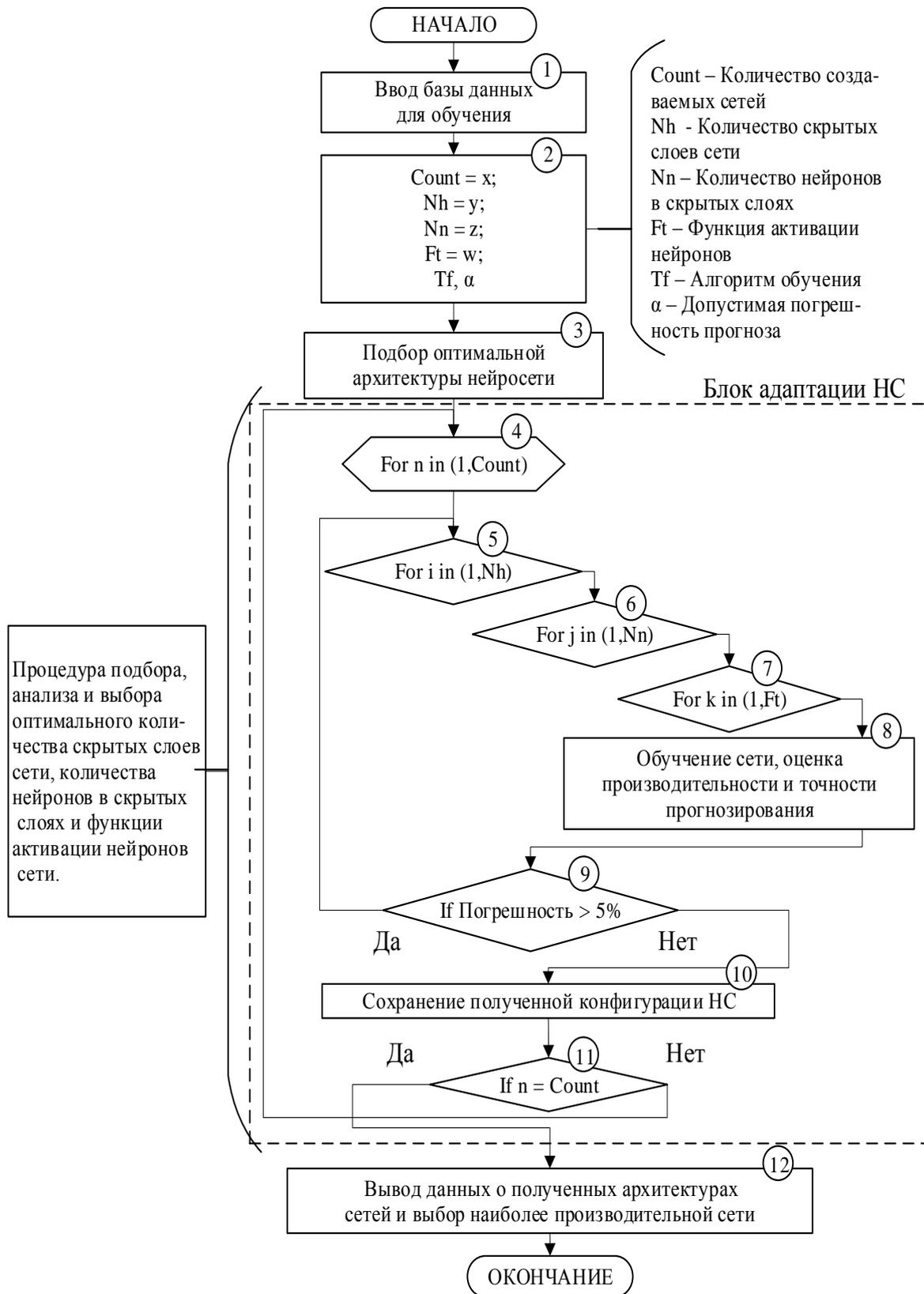


Рис. 1. Алгоритм прогнозирования температуры жилы кабеля (θж)

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

А. Прогнозирование термических процессов в СКЛ

Проведено исследование протекания термофлуктуационных процессов в силовом кабеле и разработанной нейронной модели для прогноза. Данные по температуре $\theta_{з.о}$, $\theta_{о.с}$ –защитной оболочки, окружающей среды, получены в ходе работы с реальными образцами силового кабеля АПв Пу г-1х30/25-10. Для составления обучающей выборки бралось по 2000 точек температуры $\theta_{з.о}$, $\theta_{о.с}$. Результаты прогнозирования термофлуктуационных процессов в СКЛ (табл.1) показали, что средняя ошибка прогноза температуры жилы кабеля $\theta_{ж}$ при различных токах жилы не превышает 3 %, что свидетельствует о возможности применения метода ИНС для целей прогнозирования температуры жилы кабеля по температуре на поверхности $\theta_{з.о}$.

Таблица 1

Погрешность прогнозирования нейросети

№ исследуемого образца	Средняя ошибка прогноза	
	$\varepsilon, ^\circ\text{C}$,	$\varepsilon, \%$
Образец кабель № 7	1,34	2,79 %
Образец кабель № 8	1,29	1,82 %
Образец кабель № 11	1,08	1,93 %
Образец кабель № 12	1,47	1,68 %

В. Проверка метода на состаренных образцах СКЛ

Для полноценной проверки эффективности использования метода скользящего окна для прогнозирования термических процессов СКЛ необходимо провести прогнозирование не только для исправных, но и для состаренных образцов СКЛ. Результаты прогнозирования для состаренных образцов СКЛ* приведены в таблице 2.

Этапы прогнозирования термических процессов в СКЛ

№ исследуемого образца кабеля	Время старения t, час	Средняя температура жилы кабеля		Ошибка прогноза температуры, t°С
		Эксперимент, t°С	Прогноз, t°С	
<i>1 этап – новый кабель</i>	–	33,97	34,32	0,35
<i>2 этап – состаренный кабель</i>	8	35,65	38,62	2,96

*Ток жилы кабеля I_ж = 480, А

Исследуемые образцы кабеля искусственно состаривались согласно ГОСТ. Графики изменения температур кабеля (экспериментальных и прогнозируемых), до (1 этап) и после состаривания (2 этап) приведены на рис. 2.

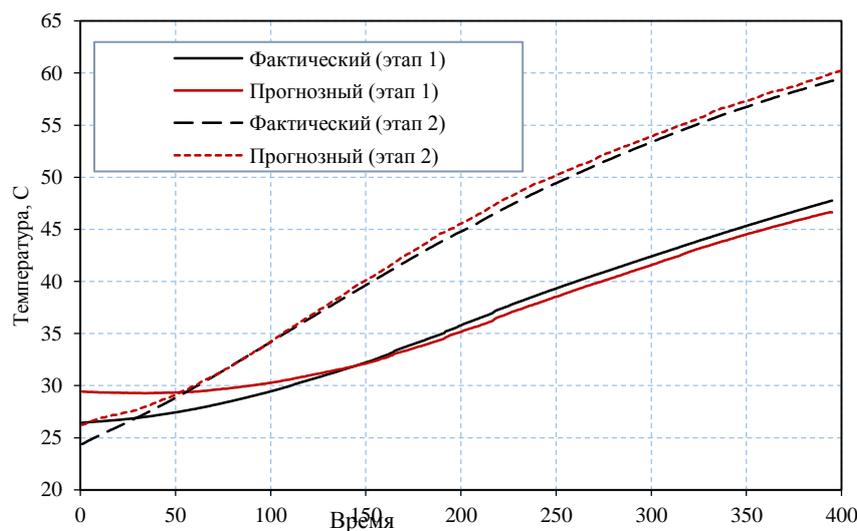


Рис. 2. Графики изменения температур

Анализ результатов показал, что чем больше время состаривания, тем больше разность температур между исходным и состаренным образцом. Полученная зависимость является диагностическим параметром ресурса изоляционного материала СКЛ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен сравнительный обзор существующих на данный момент традиционных неразрушающих методов прогнозирования термических процессов в силовых кабельных линиях. Для решения задачи прогнозирования решено: – использовать НК систему прогнозирования, базирующиеся на методах искусственных нейронных сетей (ИНС); – выбрана НС с прямым распространением данных и обратного распространения ошибки, представляющая собой многослойный персептрон; – выбрана активационная функция в виде гиперболического тангенса. Разработан алгоритм работы адаптивной НК системы прогнозирования термических процессов СКЛ, позволяющий посредством адаптивного метода прогнозирования: – определять количество входных и выходных элементов ИНС, определено количество скрытых слоев ИНС; – рассчитывать количество нейронов в скрытых слоях, проведено сравнение и выбор активационных функций нейронов ИНС. Разработана функциональная модель НК системы для определения температурных режимом токоведущей жилы силовой кабельной линии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Neher, J.H. McGrath M.H. Calculation of the Temperature Rise and Load Capability of Cable Systems // AIEEE Transactions. – 1957. – Vol. 76. – Part 3. P. 755–772.
2. Anders G.J. Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11. – № 1. – P. 3–11.
3. Sellers S.M., Black W.Z. Refinements to the Neher-McGrath Model for Calculating the Ampacity of Underground Cables // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1996. – Vol. 11, № 1. – P. 12–30.
4. Лавров Ю.А. Кабели высокого напряжения с изоляцией из сшитого полиэтилена. Требования экономичности, надежности, экологичности // Новости электротехники. – 2008. – № 2.
5. Лавров Ю.А. Системный подход к проектированию воздушных и кабельных линий электропередачи среднего и высокого напряжения // Линии электропередачи 2008: проектирование, строительство опыт эксплуатации и научнотехнический прогресс: материалы III российской научно-практической конференции с международным участием. Новосибирск, 2008. – С. 17–27.
6. Холодный С.Д. Нагревание и охлаждение кабеля, проложенного в земле // Электричество. – 1964. – № 6. – С. 35–40.
7. Morello A. Variazioni Transitorie di Temperatura Nei Cavi per Energia // L'Elettrotecnica. – 1958. – Vol. XLV. – № 4. – P. 213–222.

8. Ingersoll L.R., Zobel O.J., Ingersoll A.C. Heat Conduction with Engineering, Geological and Other Applications – New York: McGraw-Hill, 1954.
9. Working Group 02, CIGRE Study Committee 21: Current Ratings of Cables for Cyclic and Emergency Loads. Part 1. Cyclic Ratings (Load Factor less than 100%) and Response to a Step Function // *Electra*. – 1972. – № 24, P. 63–69.
10. Prime J.B., Valdes J.G. Systems to Monitor the Conductor Temperature of Underground Cable // *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. – 1981. – Vol. PAS–100. – № 1. – P. 211–219
11. Anders G.J. Rating of Cables on Riser Poles, in Trays, in Tunnels and Shafts - a Review // *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1996. – Vol. 11. – № 1. – P. 3–11.
12. Anders G.J., Napieralski A., Orlikowski M., Zubert M. Advanced Modeling Techniques for Dynamic Feeder Rating Systems // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – Vol. 39. – № 3. – P. 619–626.
13. Короткевич М. А. Курачинский В. В. / Прогнозирование электрической нагрузки энергосистемы на следующие сутки с использованием метода искусственных нейронных сетей / Белорусский национальный технический университет / 2009 г.
14. М. Н. Дубяго, Н. К. Полюянович; Совершенствование методов диагностики и прогнозирования электроизоляционных материалов систем энергоснабжения Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2019. – 192 с.

Ivanov N. S., Akhunov M. T.
 Moscow Aviation Institute

DEVELOPMENT OF A POWER SUPPLY SYSTEM IN THE MATLAB/SIMULINK ENVIRONMENT IN ORDER TO VERIFY CALCULATION METHODS AND THEIR DESIGN

Abstract: This paper presents the results of modeling the DC generation channel. The solutions were obtained by harmonic analysis of magnetic fields in the active zones of an electric machine. The problem of verification of the obtained values by analytical and test method is solved. The task of optimizing the created model of the generation channel in order to unify the model for further development in this area of research has been completed. The resulting solution allows simulations of the DC generation channel with different parameters of input and output devices.

Keywords: modeling of a superconducting generation channel, modeling optimization methods, verification of the results obtained.

I. INTRODUCTION

The creation of such complex systems as power supply and electric propulsion systems based on superconducting devices requires verification of their calculation and design methods. In this paper, it is planned to use the Matlab/Simulink environment for a system demonstrator based on HTS devices for this purpose. The system will include: a VTSP generator, a semiconductor rectifier with a power factor corrector function and cryogenic cooling, a VTSP DC cable, an energy storage

system, a cryogenic support system. GOST R 54073-2017 "Power supply systems for airplanes and helicopters" was used as the main regulatory document for the development of the system. General requirements and standards of electricity quality". At the same time, the requirements for 270V DC power supply systems were taken into account.

System Features:

- Output power – up to 100 kW;
- the temperature of the HTS devices is no higher than 77 K, which corresponds to the temperature of liquid nitrogen and allows you to conduct laboratory experiments quickly and at minimal cost;
- the output voltage of the system is 540V, which corresponds to the voltage level of advanced power supply and electric propulsion systems of aircraft and other vehicles;
- the output voltage of the system is stabilized by a rectifier, which is a step-up, i.e. the voltage at its input can vary over a wide range;
- type of cryosystem – open type with nitrogen circulation;
- the use of a rectifier (power factor corrector) with cryogenic cooling.

The block diagram of the system demonstrator is shown in Figure 1[1].

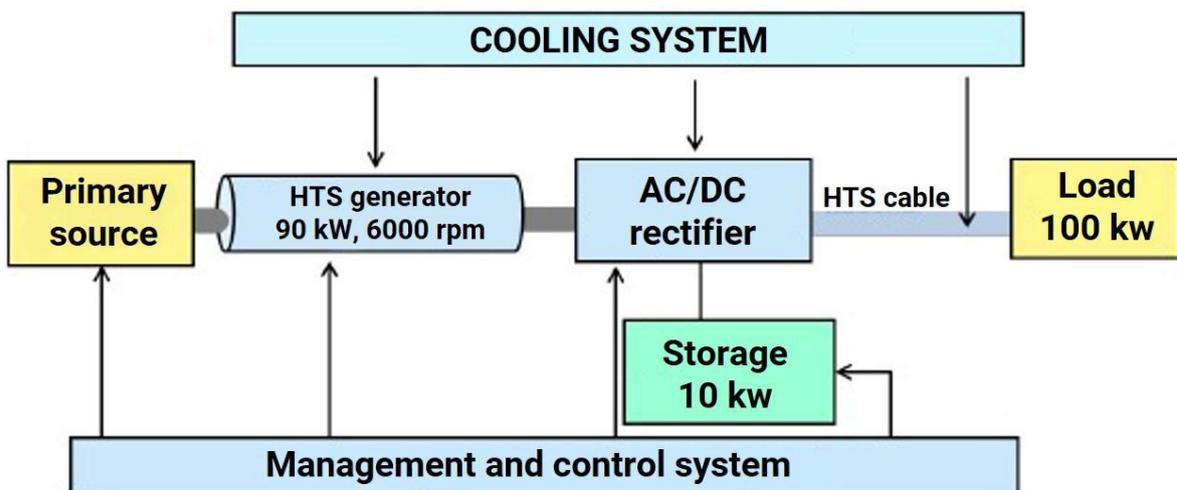


Fig. 1. Block diagram of the system demonstrator

II. CREATION OF MODEL ELEMENTS OF THE 270V DC GENERATION CHANNEL DEMONSTRATOR

The obtained results of modeling the system will allow us to proceed to the creation of devices, as well as verification of methods for calculating and designing these devices and systems based on them.

□ HTSP generator drive Model (Primary Source)

To create a model of the generator drive, the Mechanical library was used, which includes sources that set the mechanical torque on the generator shaft (Fig.2) [2].

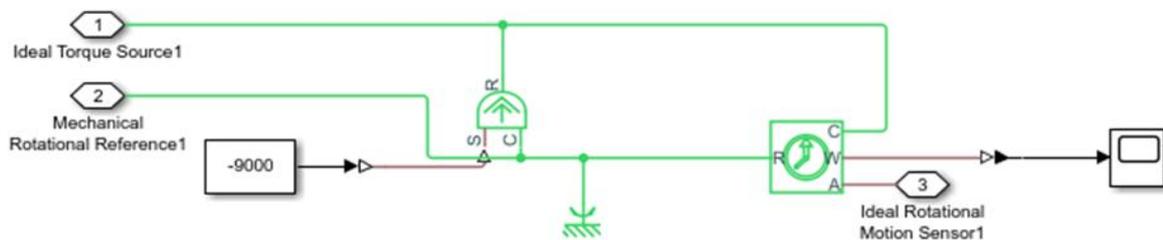


Fig. 2. Block diagram of the HTSP generator drive model

It is necessary to fulfill the initial conditions adopted in the analytical calculation and ensure a constant generator speed of 6000 rpm. For this purpose, indicators are installed showing the output of the generator at the set rpm (Fig.3). Matlab Simulink allows you to see the values in rad / s.

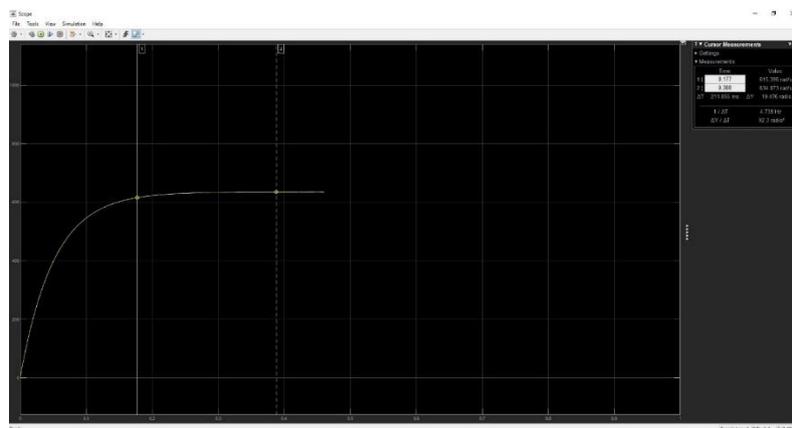


Fig. 3. Rotations of the generator drive model

□ HTSP Generator Model

When creating a model of the HTS generator, it is necessary to use the Electrical library, the standard synchronous Machine SI was taken as a basis, which allows you to set the necessary values from the analytical calculation (Fig.4):

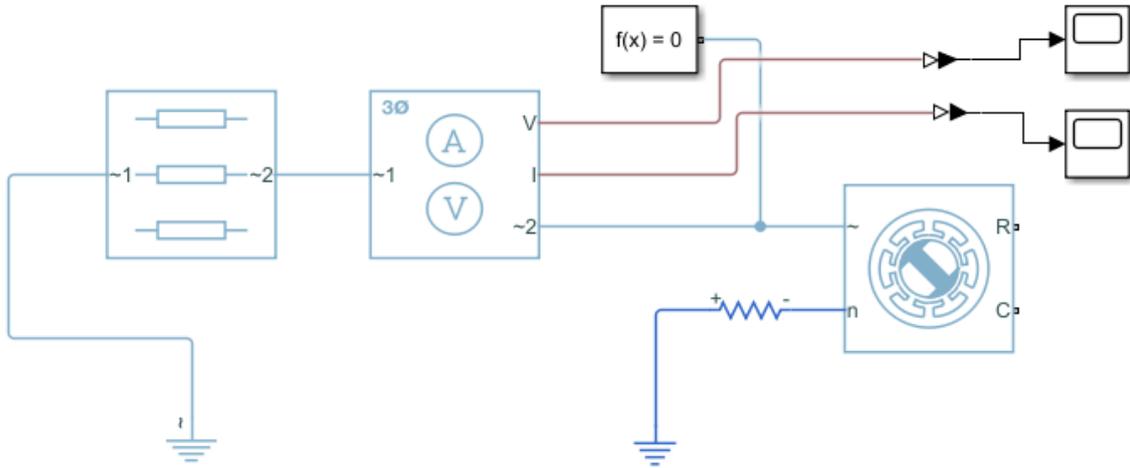


Fig. 4. Structural model of the HTS generator

The electrical part of the machine model is described by a system of equations related to the rotor:

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_d}{L_q} (p\omega_r i_q) \square \quad (1.1)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} (p\omega_r i_d) - \frac{\lambda p\omega_r}{L_q} \square \quad (1.2)$$

$$T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \square \quad (1.3)$$

L_d, L_q - stator inductance along the d and q axes;

R – active resistance of the stator winding;

i_d, i_q – stator current projections on the d and q axes;

u_d, u_q - stator voltage projections on the d and q axes;

\square_r – angular rotation frequency of the rotor;

λ - the magnetic flux of permanent magnets coupled to the stator winding;

p - the number of pairs of poles;

T_e – electromagnetic moment

The mechanical part of the model is described by the following equations:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - F\omega_r - T_m) \quad (1.4)$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega_r$$

Where J is the total moment of inertia of the rotor and the load; F is the coefficient of friction; θ is the angle of the rotor position; T_m is the moment of resistance. The simulation results of the HTS generator are presented below (Fig.5, Fig.6).

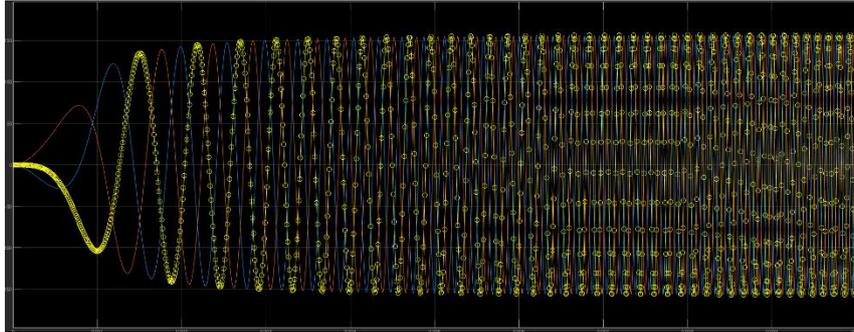


Fig. 5. Output current at rated load of the HTS generator

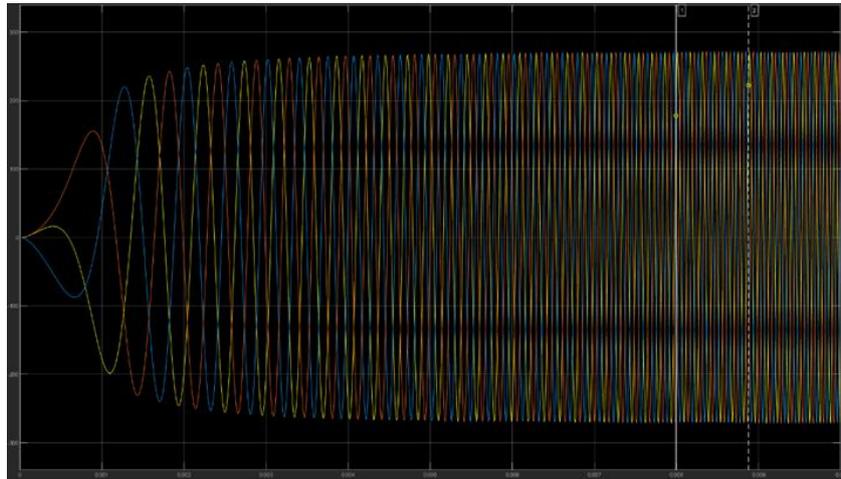


Fig. 6. Output voltage at rated load of the HTS generator

Also, when creating a model, it is necessary to take into account that the accuracy and speed of calculating the model in Matlab Simulink SimPowerSystem can be affected in many ways, including the structure of the model and its parameters. As a rule, the model of an electrical installation includes not only models from the SimPowerSystem library, but also blocks of the main Simulink library and others discussed above[3].

Therefore, the following solvers were used to model the generation channel demonstrator:

ode23s - is a one-step method using a modified Rosenbrock formula of the 2nd order.

ode23t - is a trapezoid method with interpolation[4].

These solvers allow the most accurate modeling of the entire generation channel with high accuracy of the final result.

The proposed model of a 270V DC generation channel demonstrator (Fig. 7) can be used for further studies of various operating modes of the demonstrator.

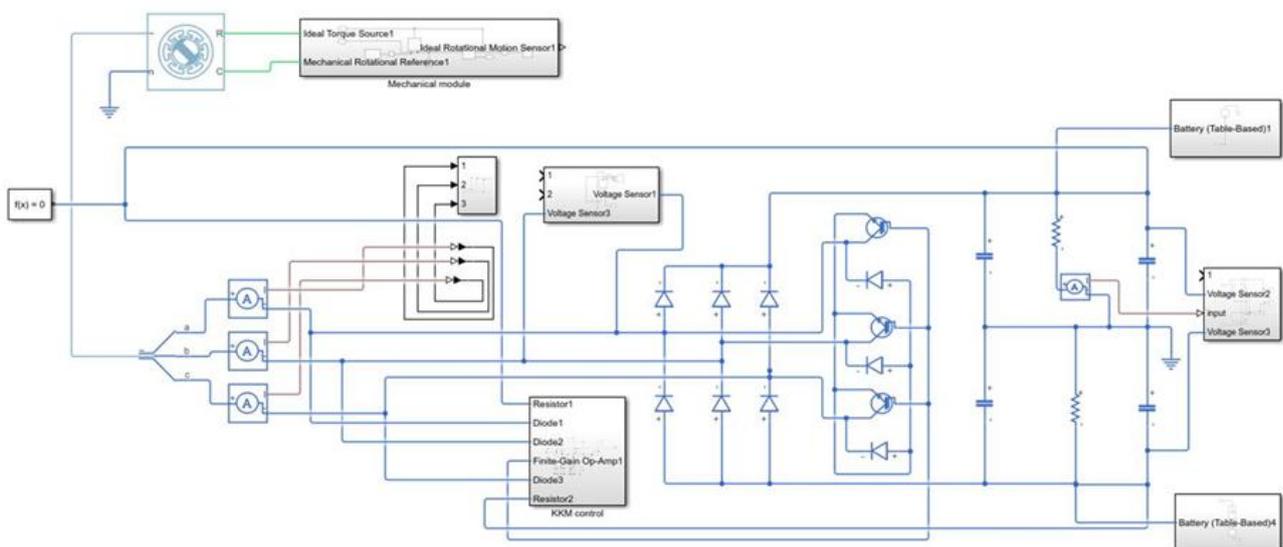


Fig. 7. Model of a 270V DC generation channel demonstrator

For optimization and the possibility of further use of this system as a model for similar systems, the possibility of Matlab Simulink was used in writing program code in which the corresponding variables and basic equations for calculating the currents and voltages of circuits were set for the main blocks and nodes of the generation channel demonstrator system.

If it is necessary to change the initial conditions, as well as the main parameters of the nodes of the system elements, adjustments will be required a program code that will allow you to change the values in the basic calculation equations of the generation channel model[5,6].

CONCLUSION

Models of the main nodes of the system demonstrator have been developed. The proposed structure is a model of a direct current generation channel, which is promising for high-power power supply and electric propulsion systems.

The main solvers for Matlab Simulink libraries used for modeling the generation channel in order to reduce the calculation time and increase the accuracy of the results obtained are analyzed.

A program code has been developed to optimize the calculations of the demonstrator generation channel system.

The obtained model of the demonstrator of the 270V DC generation channel will allow verifying the values obtained during analytical calculations and testing.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Russian Science Foundation (project No. 075-15-2020-770).

REFERENCES

1. Kovalev K.L. Development of the fundamentals of calculation and principles of construction of energy systems based on the effect of superconductivity. Project report of the Moscow Aviation Institute, 2021 (intermediate stage 2) - 583 p.
2. Obukhov S.G. Mathematical modeling in power supply systems: textbook / Tomsk Polytechnic University. – Tomsk: Publishing House of Tomsk Polytechnic University, 2014. – 84 p.
3. Kron G. Investigation of complex systems in parts – diacopectics / Kron G. – M.: Nauka, 1972. – 542 p.
4. Pukhov G.E. Selected questions of the theory of mathematical machines / Pukhov G.E. – Kiev: Publishing House of the Academy of Sciences of the Ukrainian SSR, 1964. – 264 p.
5. Atabekov G. I. Theoretical foundations of relay protection of high-voltage networks / G. I. Atabekov - M.L. : GEI, 1957. – 344 p.
6. Atabekov G. I. Theoretical foundations of electrical engineering. In 3 hours 1. Linear electrical circuits : Textbook for universities / G. I. Atabekov. – 5th ed. ispr. and add. – M. : Energy, 1978. – 592 p.

STUDY OF THE COMBINED ELECTRIC MACHINES SYSTEM IN THE MATLAB SOFTWARE PACKAGE

Abstract: In the article, in the Matlab software package, simulation modeling of a system of combined electrical machines was carried out, which is a cascade of an even number of electrical machine modules of the same dimensions located on the same shaft. This system provides transportability and ease of maintenance compared to traditional hydro generators. The simulation result is a confirmation of the operability and efficiency of the system under study.

Keywords: Combined electrical machines system, cascade synchronous-asynchronous generator, simulation modeling.

I. INTRODUCTION

The development and research of electromechanical systems, consisting of several electrical machines on one shaft, has been quite intensively carried out since the beginning of the 20th century [1-3]. This technical solution provides new opportunities for the use of traditional electrical machines, for example, for frequency conversion, DC and AC power amplification, the creation of motors with an adjustable number of revolutions, the exciter of a synchronous generator, potential regulators without slip rings, non-contact servo systems (selsyns).

In the early 2000s professors V. A. Kulinich and S. V. Shapiro proposed the idea of combined electrical machines that can successfully replace low-speed synchronous generators at hydroelectric power plants [1-3].

Low-speed synchronous generators used at HPPs have large weight and size indicators. For example, the total mass of the generator at the Sayano-Shushenskaya HPP is 1,860 tons, and the outer diameter of the stator is 14,800 mm. The total weight of the generator at the Boguchanskaya HPP is 1,633 tons, and at the Saratovskaya HPP, the generator stator with a diameter of 15 meters weighs over 230 tons, and the rotor weighs over 485 tons.

When using «traditional» hydrogenerators, a number of problems arise: the complexity of controlling the turbine speed, ensuring reliable operation of bearings, the bulky design and transportability of the hydrogenerator as a whole.

For several years, the Ufa State Aviation Technical University has been solving these problems. The idea is as follows: to replace the bulky and low-transportable traditional synchronous generator with a much more technologically advanced cascade synchronous-asynchronous generator, which is a system of combined electrical machines. The main advantages of the proposed device are: transportability and ease of maintenance.

In connection with the modernization of industrial enterprises in our country, the possibility of replacing hydrogenerators developed in the middle of the last century with a modern system of combined electric machines is an urgent task.

The purpose of this article is to confirm the operability and efficiency of the system of combined electric machines. To achieve the intended goal, simulation modeling of a cascade synchronous-asynchronous generator was carried out in the Matlab software package.

II. STATE OF THE ISSUE OF DEVELOPMENT AND DESIGN OF COMBINED ELECTRICAL MACHINES

The system of combined electric machines (SSEM) is a cascade of an even number of electric machine modules of the same dimensions, located on the same shaft. The device, principle of operation and justification of the main advantages of the SSEM are given in [1-8].

The first stage of the cascade is an inverted synchronous generator, the excitation poles of which are located on the stator, and the three-phase armature winding is on the rotor. This winding feeds the rotor winding of the second stage of the cascade - an electromechanical converter, which is an asynchronous machine with a phase rotor in the brake mode. The magnetic field created by the rotor winding of this machine rotates in the same direction as the rotor itself, therefore, an EMF of total frequency is induced in its three-phase stator winding.

This stator winding feeds the stator winding of the next, third stage of the cascade - exactly the same asynchronous machine operating in brake mode. So, from

step to step, the frequency of the generated EMF increases. At the same time, the output power of each stage increases proportionally.

The total number of poles of all stages of the cascade is equal to the number of poles of the replaced hydrogenerator. The consequence of this is the same consumption of active materials and losses as the original generator (at the same rated power and speed).

The main advantages of SSEM:

- complete absence of sliding contacts;
- a significant decrease in the excitation power;
- increasing the stability of the structure by replacing the thrust bearing with several bearings;
- a significant improvement in the hydraulic conditions of the drive turbine, which allows you to increase the rotor speed;
- exclusion of additional structural details and, as a result, a reduction in overall volume.

There are also certain technological advantages:

- each stage of the cascade generator is not much different from the design of the turbogenerator of the corresponding power;
- eliminates the need for dismantling the structure during transportation and subsequent re-assembly at the facility.

The article [3] provides a description, principle of operation and results of theoretical and experimental studies of a synchronous-asynchronous cascade generator. The results of testing a pilot plant, consisting of four six-pole units, one of which was used as an inverted implicit-pole synchronous generator, confirmed the operability of such a cascade and made it possible to clarify a number of dependencies necessary for design. These dependences are confirmed by the study of a multistage equivalent circuit. It is shown that the use of capacitors that compensate for the reactive power at the output of the second and fourth stages is necessary to obtain the rated power at the cascade output. At the same time, the efficiency generator equals 75.5%.

In [4], a cascade synchronous-asynchronous generator with counter-rotation of the stator is considered. The description of the device and principle of operation of a cascade synchronous-asynchronous low-speed generator with counter-rotation of the stator of the intermediate stages is given. It is shown that with counter-rotation of the stator and rotor of an asynchronous machine, a significant saving of active materials is achieved – winding wire and electrical steel. The main reason for such savings is a decrease in the number of pole pairs due to a significant increase in the angular velocity of rotation of the magnetic field in the gap relative to the stator. In this case, the stator of the first and last stages of the cascade remain stationary, and therefore there is no need for sliding contacts. A gear transmission device is considered, which makes it possible to carry out counter-rotation of the stator when mechanical energy is supplied to it from one drive. This transmission allows you to smoothly vary the output frequency of the cascade, which is necessary when using low-speed generators in wind power plants.

The proposed design is convenient in that the drive of rotating stators is performed in a common way. It can be done either by using a second turbine located on the opposite side of the shaft, or by a special gear transmission.

The use of a counter-rotating stator cascade in the intermediate stages makes it possible to obtain another advantage of such generators over multi-pole ones –the ability to control the output frequency, which is necessary, in particular, in wind turbines. To do this, instead of a gear, you should use a friction with a variable gear ratio – a variator.

The work [5] describes the device and principle of operation of a cascade asynchronous-synchronous motor, which, due to the improvement of the design, is capable of generating reactive power, i.e. work like a conventional synchronous, while it does not have sliding contacts. In addition, the consumption of active materials - winding wire and electrical steel - and, accordingly, the losses of a cascade motor are almost the same as those of an asynchronous motor for the same power and speed. Calculations show that if the number of pole pairs of electrical

machines included in the cascade is equal, the mass and losses of the cascade asynchronous-synchronous motor should exceed the asynchronous motor by 19%.

The patent [6] is devoted to a cascade synchronous-asynchronous electromechanical system with a squirrel-cage rotor. The technical result consists in increasing the manufacturability of the rotor and increasing its reliability. The rotor winding of each stage of the cascade is made in the form of a multi-phase star, closed from one of the ends of the stage. The opposite ends of both stars are connected crosswise so that their phase sequence is opposite.

In a cascade synchronous-asynchronous generator with several stages [7], the first of which is an inverted synchronous generator, and all the rest are asynchronous converters operating in the brake mode, according to this invention, the intermediate stators of all stages, except for the last one, are made rotatable in the side opposite to the rotation of the rotors, and the stator of the last stage is fixed and its stator winding is connected to the output terminals of the generator, and the number of stages is even. As a result of this technical solution, a reduction in the consumption of active materials for a cascade electric generator with a low rotor speed is achieved while maintaining the rated power of this generator and the number of revolutions per minute.

In [8], it is proposed to use an inverted synchronous generator connected by a common shaft and several asynchronous frequency converters, the rotor and stator windings of which are connected in pairs in turn to each other so that the converters operate in the brake mode. The technical problem, in this case, is to reduce the cost of the design of a low-speed synchronous generator through the use of a multi-stage synchronous-asynchronous cascade.

The reviewed articles and patents present the results of research on combined electric machines. For such systems, counter-rotating synchronous generators and electromechanical converters are selected - asynchronous motors with a phase rotor. Such generators are easy to maintain and transportable.

III. MODEL OF A SYSTEM OF COMBINED ELECTRIC MACHINES IN THE MATLAB SOFTWARE PACKAGE

Figure 1 shows a simulation model of combined electrical machines. Unit 6 *Synchronous Machine S11* is a salient-pole synchronous electric machine with a number of pole pairs $p=2$ operating in generator mode. The rotational speed of the turbine driving unit 6 is set by the *Constant* block with a value of 15.71 rad/s (150 rpm). The choice of rotation speed affects the value of the output voltage and output frequency of machine № 6 and the entire cascade as a whole. The output ends of the windings of the electrical machine 6 are connected to the unit 5 – *Asynchronous Machine S15*, which is an asynchronous frequency converter with a phase rotor with the number of pairs of poles $p=4$, $n=150$ rpm, ($\omega=15,71$ rad/s). The following units are the same asynchronous electrical machines as unit 5, with the reverse phase sequence of the primary winding. Due to this, the magnetic field of the rotor of the unit 6 rotates in the same direction as the rotor itself. The speed of crossing the stator windings of unit 6 by the magnetic lines of force of the rotor is equal to the arithmetic sum of the speeds of the rotor and its magnetic field. The load is a *Three-Phase Series RLC Load* connected to stage 1 of the cascade.

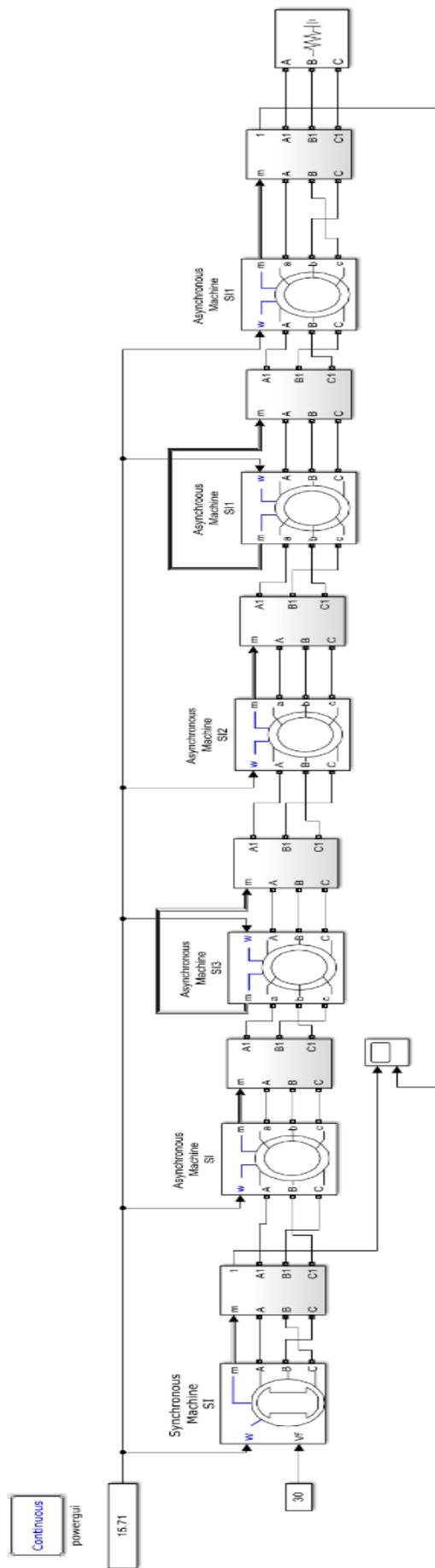


Fig. 1. Model of combined electrical machines

Figures 2-3 present the parameters of the *Constant* block.

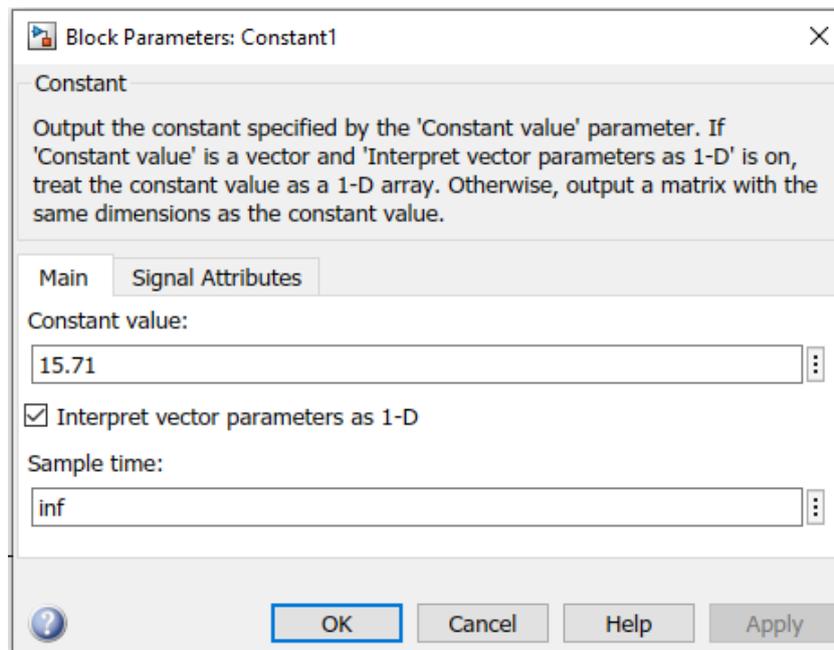


Fig. 2. Parameters of the *Constant* block

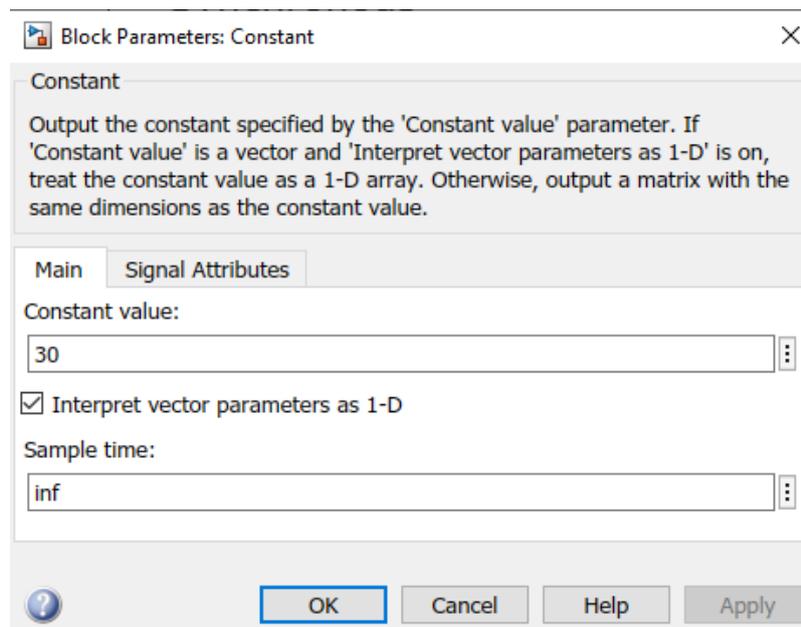


Fig. 3. Parameters of the *Constant* block

Figures 4-6 show the parameters of the *Synchronous Machine SI* block.

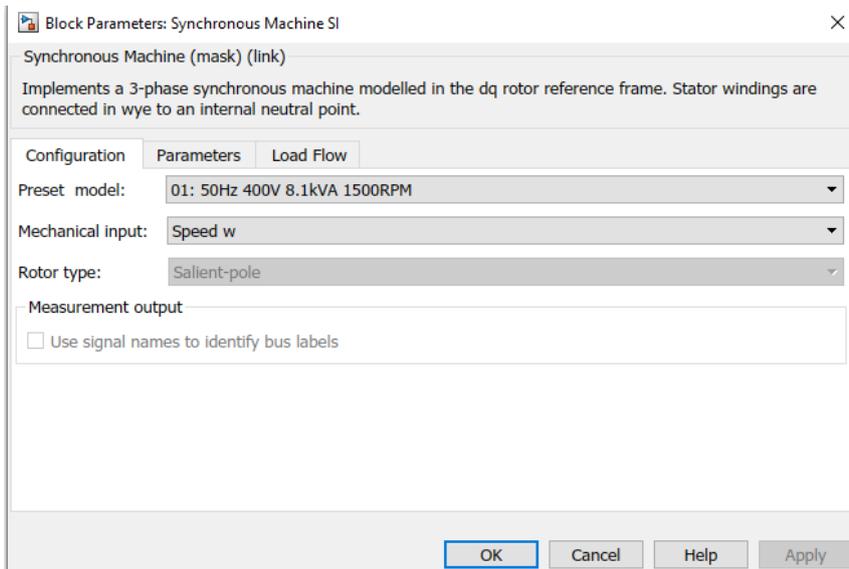


Fig. 4. Synchronous Machine SI block parameters

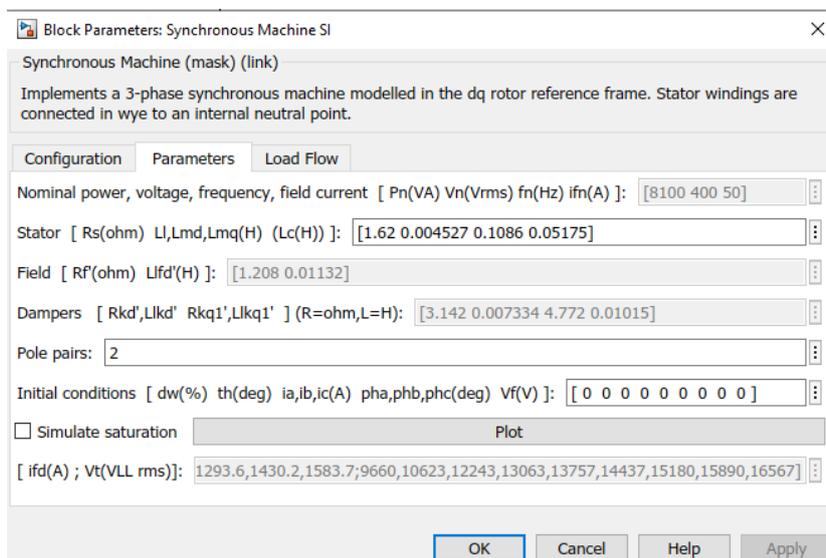


Fig. 5. Synchronous Machine SI block parameters

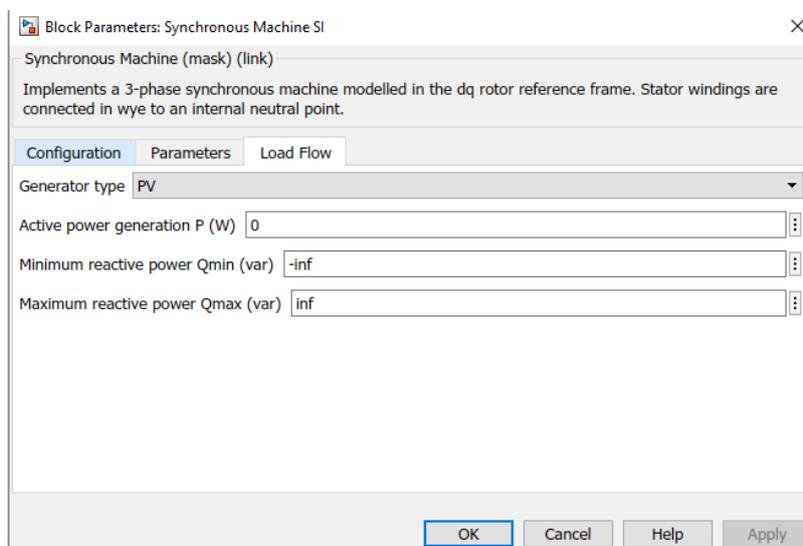


Fig. 6. Synchronous Machine SI block parameters

Figures 7-9 show the parameters of the *Asynchronous Machine SI* block.

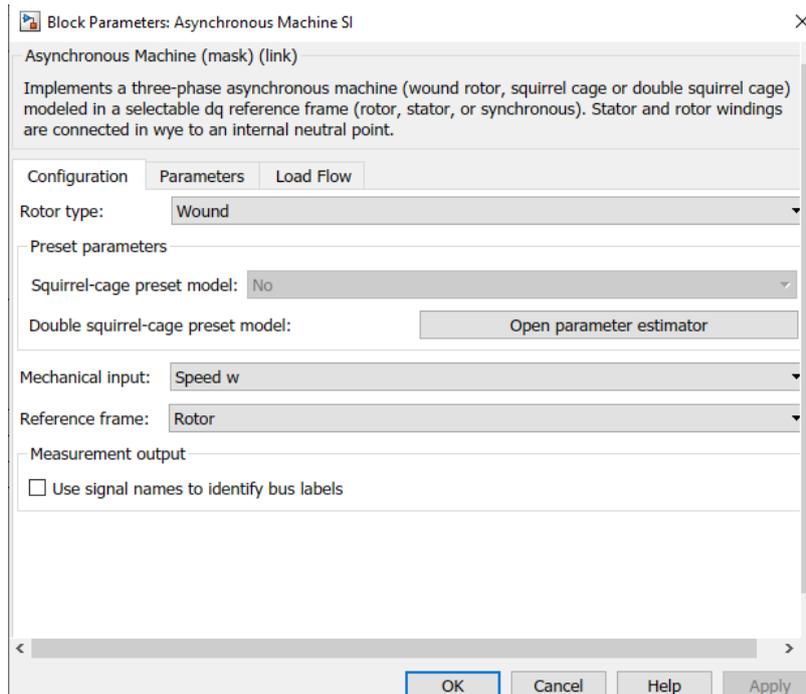


Fig. 7. Parameters of the *Asynchronous Machine SI* block

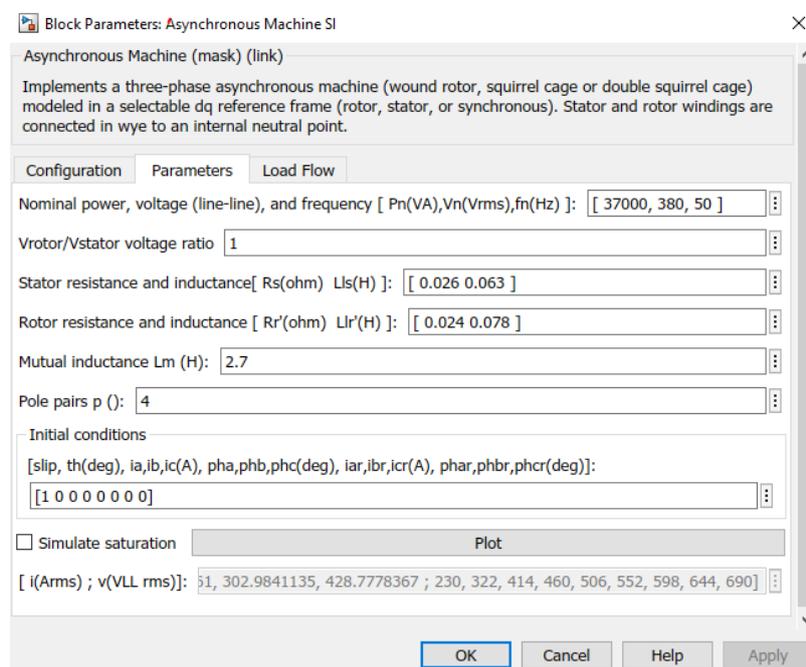


Fig. 8. Parameters of the *Asynchronous Machine SI* block

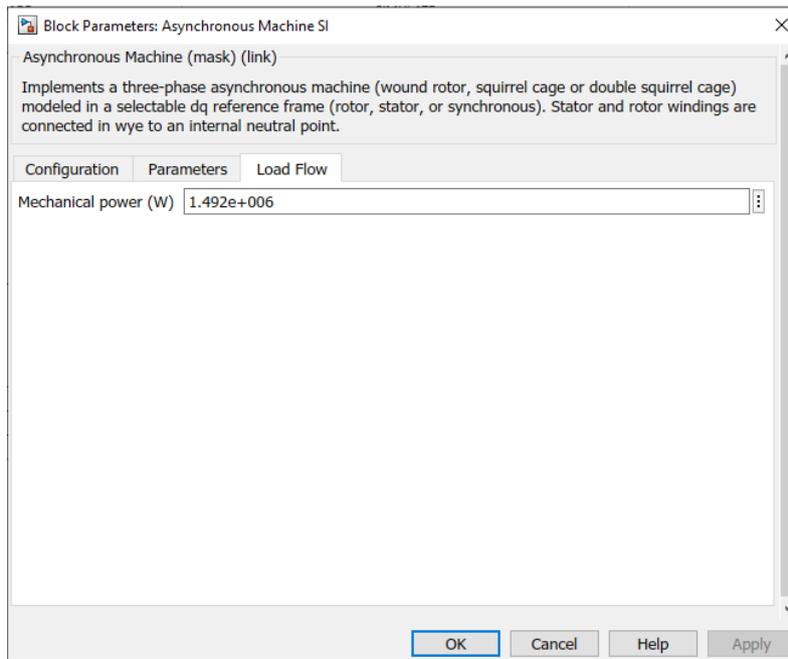


Fig. 9. Parameters of the *Asynchronous Machine SI* block

Figures 10-11 show the parameters of the *Synchronous Machine SI* block.

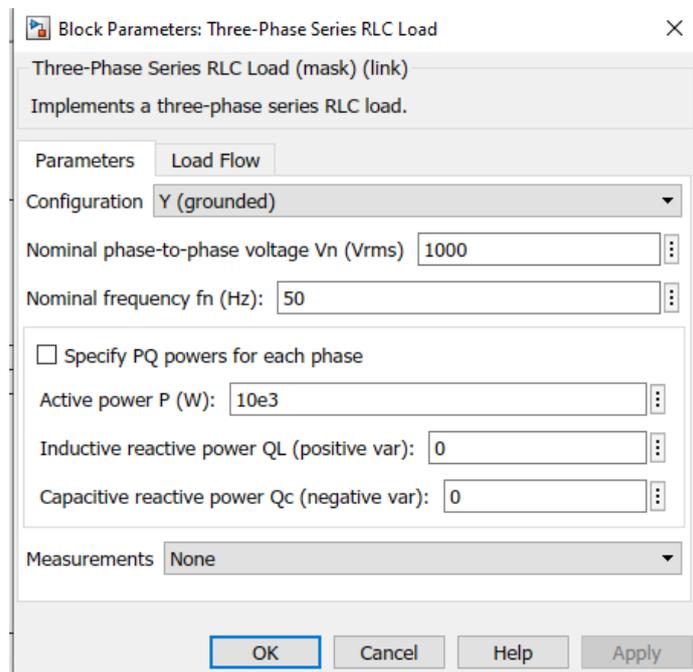


Fig. 10. Parameters of the *Three-Phase Series RLC Load* block

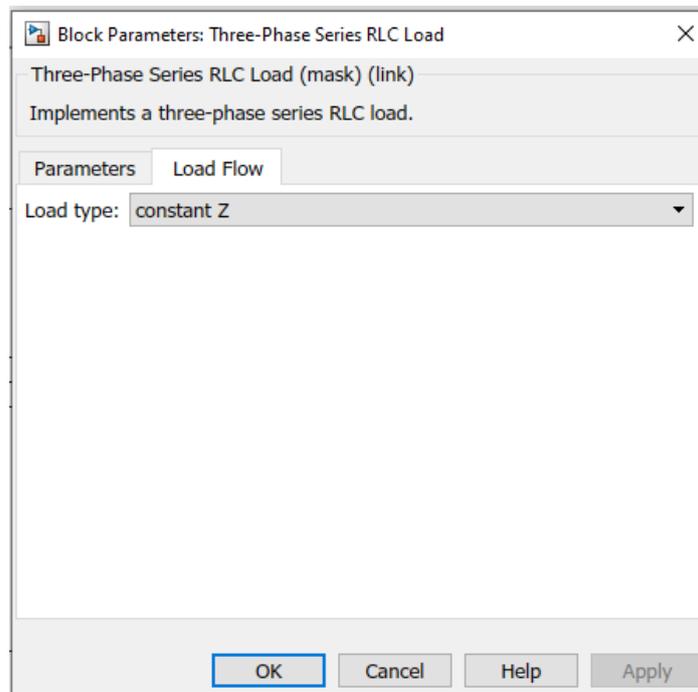


Fig. 11. Parameters of the *Three-Phase Series RLC Load* block

The measuring part of the model is carried out by the block *Subsystem* (Figure 12). Blocks *Subsystem* , ..., *Subsystem2* are identical to each other.

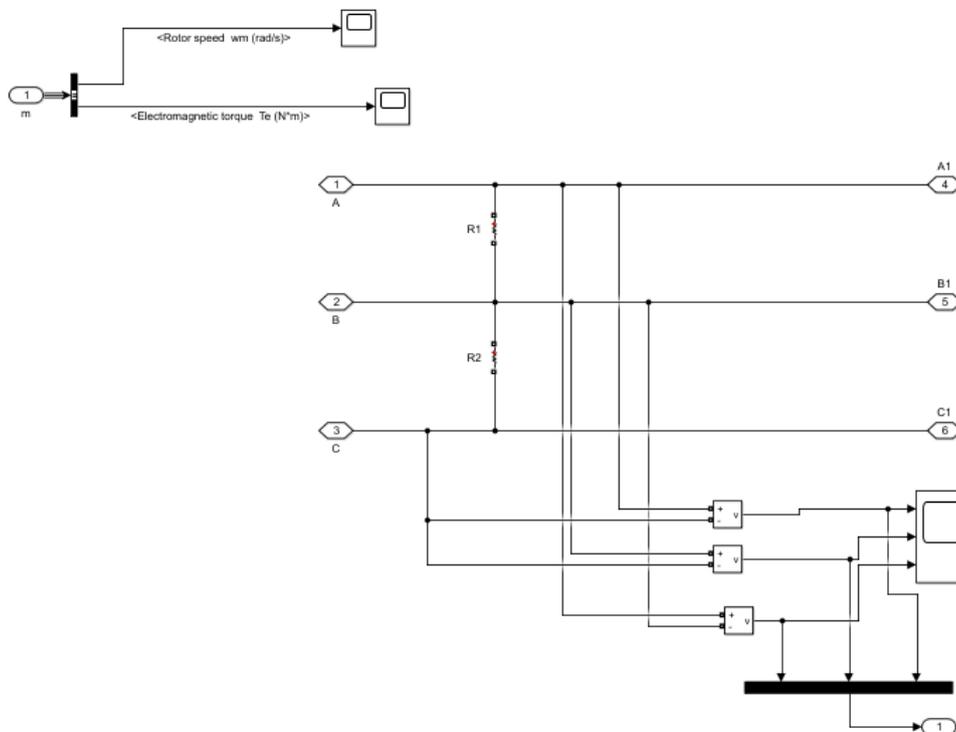


Fig. 12. *Subsystem* block

IV. RESULTS OF MODELING THE SYSTEM OF COMBINED ELECTRIC MACHINES

Figures 13-18 show the oscillograms of the linear output voltages of all units of the system.

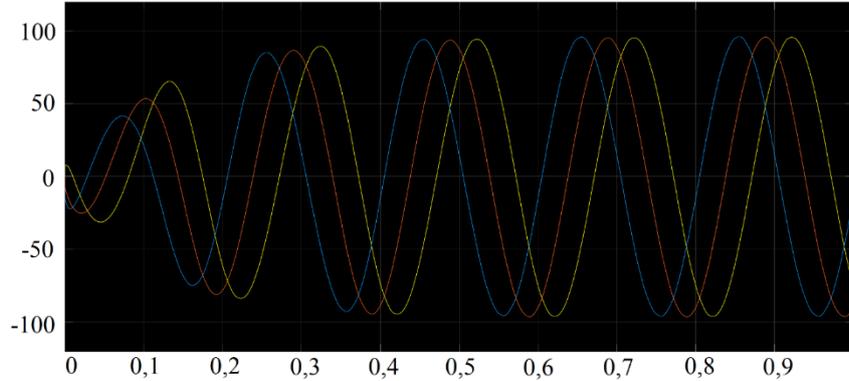


Fig. 13. Oscillogram of linear voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} synchronous generator after turning on the excitation winding

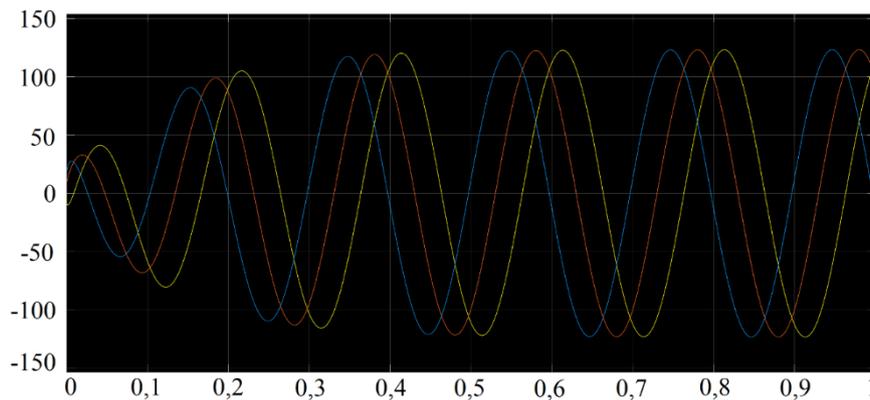


Fig. 14. Oscillogram of line voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} on the 5rd unit

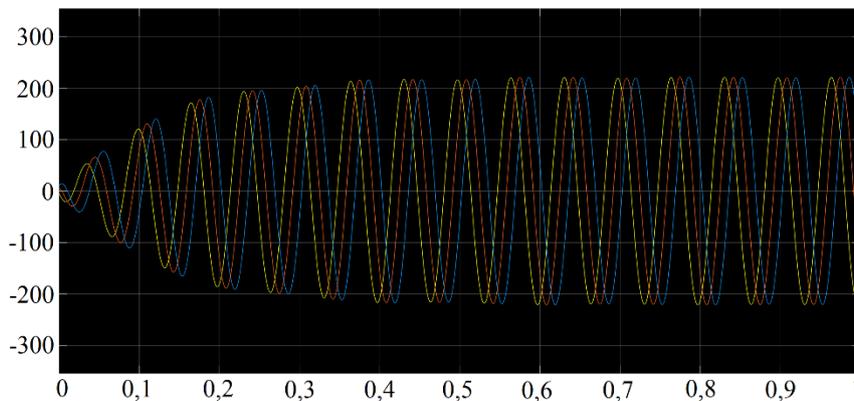


Fig. 15. Oscillogram of line voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} on the 4rd unit

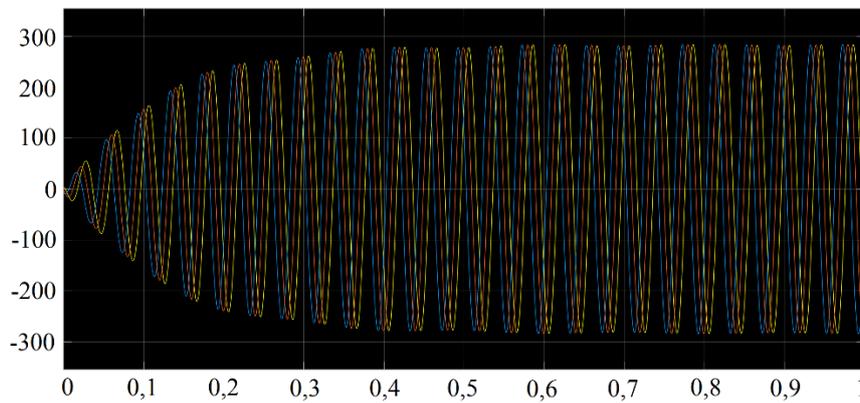


Fig. 16. Oscillogram of line voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} on the 3rd unit

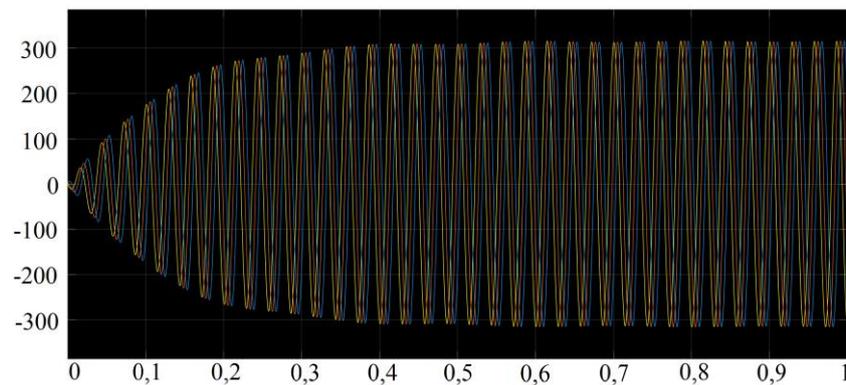


Fig. 17. Oscillogram of line voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} on the 2nd unit

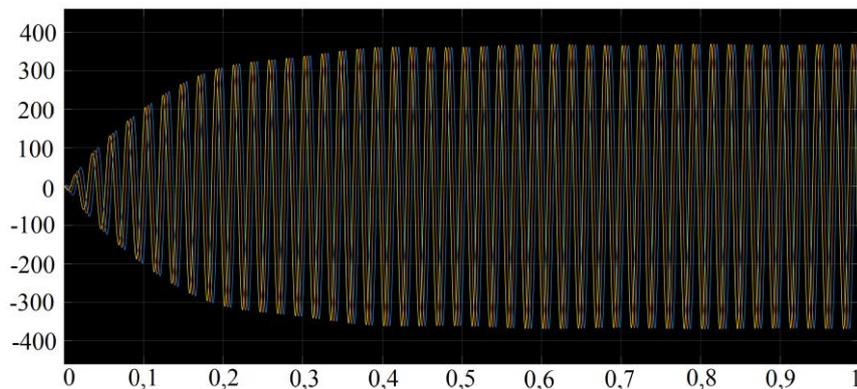


Fig. 18. Oscillogram of line voltages U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} on the 1st unit

As can be seen from Figures 13-18, when six electric machines were combined on one shaft, the voltage frequency at the output unit No. 1 increased by 8.27 times, and the voltage - by 3.67 times.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a system of combined electric machines is investigated. The results of simulation modeling in the Matlab software package confirmed the operability of

the SSEM. The system under study makes it possible to obtain the output voltage of the required frequency - the voltage frequency at the output unit No. 1 increased by 8.27 times, and the voltage - by 3.67 times.

REFERENCES

1. Shapiro S.V., Kulinich V.A. Cascade synchronous-asynchronous generator // Electrical Engineering, 2002. № 1. Pp. 25-28.
2. S.V. Shapiro and V.A.Kulinich. Cascade synchronous – asynchronous generator// Russian electrical engineering (Elektrotehnika). New-York. №1, 73. 2002. Pp. 33-38.
3. Shapiro S.V. Cascade contactless four-stage generator //Electrotechnical and information complexes and systems, 2013. T. 9. № 3. Pp. 47-51.
4. Ismagilov F.R., Teregulov T.R., Shapiro S.V. Cascade synchronous-asynchronous generator with counter-rotation of the stator // Electrical engineering, 2017. №. 1. Pp. 12-16.
5. Shapiro S.V. Cascade asynchronous-synchronous non-contact motor //Electrotechnical and information complexes and systems, 2018. T. 14. №. 3.
6. Patent 2536176 Russian Federation, H02K47/26. Short-circuited rotor of a cascade synchronous-asynchronous electromechanical system. / S. V. Shapiro; applicant and patent holder of UGAES. 2013125430/07; st. 31.05.2013; publ. 12.20.2014.
7. Patent 2453971 Russian Federation, N02K47/26. Cascade synchronous-asynchronous generator. / S. V. Shapiro; applicant and patent holder of UGAES. 2011112578/07; st. 04.04.011; publ. 06.20.2012.
8. Utility model 17363 Russian Federation, G01B13/00. Synchronous low-speed generator. / S. V. Shapiro, V. A. Kulinich; applicant and patent holder of UGAES. 2000118870/20; st. 07.17.2000; publ. 03.27.2001.

Саяхов И. Ф., Вавилов В. Е.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ЭЛЕМЕНТЫ МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДИСКОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН¹

Аннотация: Одними из типов электрических машин высокими удельными показателями являются вентильные дисковые двигатели. Такой тип электрической машины обладает малой осевой длиной, высоким удельным моментом, а также позволяет создавать конструкции с минимальной массой.

Ключевые слова: Дисковый вентильный двигатель, безжелезный статор.

I. ВВЕДЕНИЕ

Достижения в области силовой электроники и улучшение свойств материалов открывают широкие возможности для конструкций электрических машин с высокими удельными показателями. Одними из таких типов

¹Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 20-79-00109.

электрических машин являются вентильные дисковые двигатели [1-3]. Существует большое количество конструкций дисковых двигателей, но наиболее высокую удельную мощность показывают конструкции дисковых двигателей без сердечника статора [4-5].

В таком типе дискового двигателя обмотка статора на немагнитном основании располагается в воздушном зазоре между двумя роторами дискового типа, при этом повышается эффективность двигателя вследствие отсутствия потерь в стали сердечника статора.

Дисковые электрические машины применяются в качестве привода воздушного винта для более электрического самолета, в гибридных электрических системах беспилотных летательных аппаратов, а также в качестве двигателя/генератора колес шасси.

II. УРАВНЕНИЯ ДИСКОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

Первым шагом при разработке дискового двигателя является определение внешних и внутренних диаметров. По условиям механической прочности определяется максимальный наружный диаметр ротора с ПМ:

$$D_{out} = \frac{60}{\pi n} \sqrt{\frac{\sigma g}{\rho k_a}}$$

где g - ускорение свободного падения; σ – предел прочности ПМ на растяжение; ρ - плотность материала ПМ; c_1 - расчетный коэффициент ($c_1=60/\pi$); k_a - коэффициент запаса прочности материала про пределу текучести ($k_a=1,1-1,5$); n - частота вращения ротора. Далее наружный диаметр уточняется по выходной мощности:

$$D_{out} = \sqrt[3]{\frac{P_{out}}{\frac{\pi^3}{32} f \cdot k_{об} k_{\phi} B_{cp} A_m (1 - k_d^2) (1 + k_d)}}$$

где P_{out} - выходная мощность дискового двигателя, k_{ϕ} - коэффициент формы поля, для магнитных сборок Халбаха и дисковых машин, имеющих трапецидальное распределение магнитного поля $k_{\phi} = 1,25-1,29$, где $k_{об}$ - обмоточный коэффициент, f - частота напряжения, B_{cp} - среднее значение

индукции в воздушном зазоре, Тл, A – действующее значение линейной токовой нагрузки, А/м. Так как выходная мощность пропорциональна D^3 , то с ростом выходной мощности внешний диаметр растет медленнее, и машины малой мощности имеют относительно большие диаметры. Поэтому дисковые электрические машины целесообразно применять для машин средней и большой мощности. Отношение внутреннего диаметра диска ротора к внешнему принимается:

$$k = \frac{D}{D} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

Среднее значение индукции в воздушном зазоре:

$$B_{av} = \frac{2}{\pi} B_{\max} \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)$$

где B_{\max} – максимальное значение индукции в воздушном зазоре, Тл; α – соотношение между шагом катушки и шагом полюсного деления.

Максимальная линейная токовая нагрузка рассчитывается следующим образом:

$$A_m = \frac{4\sqrt{2}mNI_a}{\pi D_{out}(1+k_d)}$$

где m – число фаз N – число витков в фазе статора, $I_a = \sqrt{I_{ad}^2 + I_{aq}^2}$ – сила тока в фазе статора, А, I_{aq} и I_{ad} – потребляемый ток по продольной и поперечной осям.

Токи в обмотке статора по продольной и поперечной осям определяются соответственно:

$$I_{ad} = \frac{U(X_{sq} \cos \theta - R \sin \theta) - EX_{sq}}{X_{sd}X_{sq} + R^2}$$

$$I_{aq} = \frac{U(R \cos \theta - X_{sd} \sin \theta) - ER}{X_{sd}X_{sq} + R^2}$$

где R – активное сопротивление обмотки статора, X_{sd} и X_{sq} – синхронное реактивное сопротивление по продольной и поперечной осям соответственно, U – напряжение питания, θ – угол между питающим напряжением (U) и противо-ЭДС фазы статора (E).

Входная электрическая мощность дискового двигателя:

$$P_{in} = mU(I_{aq} \cos \theta - I_{ad} \sin \theta)$$

Важным этапом расчета дискового двигателя является оценка развиваемого крутящего момента по его основным размерам и электромагнитным параметрам. Крутящий момент двигателя с двухсторонним осевым магнитным потоком рассчитывается следующим образом:

$$T_d = 2\pi B_{av} A_m \left(\frac{D_{out}}{2} \right)^3 (k_d - k_d^3)$$

Уравнения обмоточных данных, а также потерь в меди аналогичны уравнениям электрических машин с радиальным магнитным потоком. При этом из-за отсутствия сердечника статора на первый план выходят потери на вихревые токи в обмотке статора и в постоянных магнитах от высших гармоник обмотки статора.

Потери в постоянных магнитах обусловлены высшими пространственными гармониками магнитного поля статора и проводимостью ПМ:

$$P_{PM} = 0.5 a_R k_z \frac{|\alpha_v|^2}{\beta} \left(\frac{B_{cp}}{\mu_0} \right)^2 \frac{k}{\sigma_{PM}} S_{PM}$$

где $a_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{4 + (\beta/k)^4 + (\beta/k)^2}$ - расчетный коэффициент, k - коэффициент, учитывающий электрическую проводимость и относительную магнитную проницаемость ПМ, $\beta = \pi/\tau$ - расчетный коэффициент, τ - полюсное деление, α_v - коэффициент высших пространственных гармоник, σ_{PM} - электрическая проводимость ПМ, k_z - коэффициент, учитывающий влияние вихревых токов в ПМ, S_{PM} - активная поверхность ПМ, μ_0 - магнитная проницаемость вакуума.

В дисковых электрических машинах без сердечника, обмотка статора подвергается воздействию магнитного поля воздушного зазора. При этом в дополнение к компоненту осевого магнитного поля добавляется тангенциальное магнитное поле. Потери на вихревые токи в обмотке статора можно представить в следующем виде:

$$P_{eux} = \frac{\pi \sigma}{4 \rho} f^2 d^2 m_{np} (B_{mz}^2 + B_{mt}^2) \eta_d^2$$

где d - диаметр проводника, σ - электрическая проводимость проводника, ρ - плотность проводника, m_{np} - масса проводников обмотки статора, B_{mz} и B_{mt} - максимальное значение аксиальной и тангенциальной составляющих магнитного поля соответственно, коэффициент искажения.

Потери при вращении состоят из потерь на трение в подшипниках и аэродинамических потерь. Существует большое число эмпирических уравнений расчета потерь на трение в подшипниках. Для электрических машин данные потери могут быть оценены следующим выражением:

$$P_{mp} = 0.06 k_{fb} m_r n$$

где k_{fb} - коэффициент, который принимается равным от 1 до 3 м²/с², m_r - масса ротора с учетом вала.

Большинство дисковых электрических машин проектируются с воздушным охлаждением. Аэродинамические потери для дискового ротора:

$$P_{wind} = 0.5 c_f \rho_{air} (2\pi n)^3 \left((D_{out}/2)^5 - (D_{shaft}/2)^5 \right)$$

где $c_f = 3.87/\sqrt{Re}$ - коэффициент сопротивления для турбулентного потока, $Re = 2\pi n r D_{out}^2 / 4\mu$ - число Рейнольдса для вращающегося диска, ρ_{air} - удельная плотность охлаждающего воздуха, μ - динамическая вязкость воздуха, D_{shaft} - диаметр вала.

Полные потери в дисковой электрической машине составляют сумму потерь:

$$P_{losses} = P_{обм} + P_{PM} + P_{eux} + P_{mp} + P_{wind}$$

где $P_{обм}$ - потери в обмотке статора, определяются по известным уравнениям на основе закона Ома.

Далее уточняется величина выходной мощности дискового двигателя:

$$P_{out} = P_{in} - P_{losses}$$

Представленные уравнения позволяют произвести предварительные расчеты дискового двигателя при условии заданных электромагнитных

нагрузок. Более точные расчеты получаются при использовании методов конечных элементов.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассматриваются элементы методики проектирования дискового двигателя без сердечника на статоре с естественным воздушным охлаждением. Приведены выражения для определения основных размеров и электромагнитных параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. H. Kobayashi, Y. Doi, K. Miyata, and T. Minowa, "Design of the axial-flux permanent magnet coreless generator for the multi-megawatts wind turbine," Eur. Wind Energy Conf. Exhib. Belgium, pp. 1–9, 2009.
2. S. Kahourzade, A. Mahmoudi, H. W. Ping, and M. N. Uddin, "A comprehensive review of axial-flux permanent-magnet machines," Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 37, no. 1. IEEE Canada, pp. 19–33, 2014.
3. K. P. Duffy, "Optimizing Power Density and Efficiency of a Double-Halbach Permanent-Magnet Ironless Axial Flux Motor," 52nd AIAA/SAE/ASEE Jt. Propuls. Conf., pp. 1–12, 2016.
4. M. Aydin and M. Gulec, "A New Coreless Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Sinusoidal Rotor Segments," IEEE Trans. Magn., vol. 52, no. 7, Jul. 2016.
5. W. Geng and Z. Zhang, "Analysis and Implementation of New Ironless Stator Axial-Flux Permanent Magnet Machine With Concentrated Nonoverlapping Windings," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 33, no. 3, pp. 1274–1284, Sep. 2018.

EXPERIMENTAL STUDY OF A PHOTOVOLTAIC MODULE THERMAL MODES IN THE CLIMATIC CONDITIONS OF ASTRAKHAN OBLAST

Abstract: The objective of this paper is to study the dependence of photovoltaic modules characteristics on temperature in real operating conditions in regions with high ambient temperatures. We carry out research into temperature distribution on the back side of the photovoltaic module. The temperature changes of current-voltage characteristic for the micromorphic "Pramac-125" photovoltaic module have been evaluated. The influence of the load on the temperature increase of the back side in the photovoltaic module has been shown. The results obtained can be applied to develop cooling systems for photovoltaic modules and in the prediction of electricity generation.

Keywords: Solar energy, photovoltaic module, insolation, temperature of the back side of the photovoltaic module, current-voltage characteristic

INTRODUCTION

Solar energy remains a globally and rapidly developing energy technology. Solar photovoltaic systems are also used in various projects of Astrakhan oblast in Russia [1,2,3]. The disadvantage of solar photovoltaic systems is the high dependence of electricity generation on weather factors [4, 5]. The issues of reducing the efficiency of solar panels in a hot climate are widely discussed [6]. However, in general, the questions of photovoltaic modules thermal regimes have not been sufficiently investigated yet. Research community lacks scientifically based recommendations for the construction of cooling systems for photovoltaic modules.

The objective of this paper is to study the dependence of photovoltaic modules characteristics on temperature in real operating conditions in regions with high ambient temperatures.

The present study of photovoltaic modules is carried out in Astrakhan State University using information and measurement system for long-term monitoring of the characteristics of photovoltaic modules described in our articles [7, 8].

The system is provided with measuring equipment (sensors) to estimate solar radiation (silicon photodetector, SP Lite 2), the temperature of the back side of the module and the environment (temperature sensors, DS18B20).

The key operational characteristics of the investigated photovoltaic module Pramac -125 are:

Rated power 125 W

Efficiency 8.74%

Surface area 1.43 m²

Weight 20 kg

1. Research into temperature distribution of the back side of the photovoltaic module

We consider the temperature of the upper, middle and lower sections of the photovoltaic module. The placement of temperature sensors on the module is shown in Figure 1.

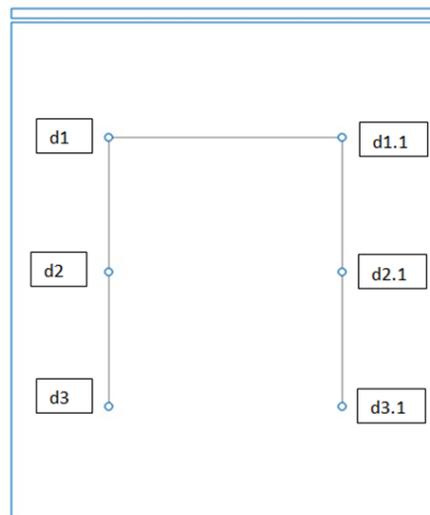


Fig. 1. Layout of the temperature sensors on the back of Pramac 125 module

Temperature readings from different areas of the module (6 sensors) and ambient temperature were taken on 06/18/2021, in the period from 11h. 54 min. to 12h.49 min. The interval for reading parameters is 5 minutes. The results of temperature measurements are shown in Table 1 and Figure 2.

Temperature of Different Areas of the Module

time	d1	d2	d3	denv
11:54	50.63	48.88	49.75	34.86
11:59	50.56	48.94	50	35.17
12:04	51.69	50.25	51.06	36.36
12:09	49.56	48.63	50.31	36.25
12:14	49.31	48.44	49.94	36.67
12:19	49.75	48.94	50.25	37.18
12:24	49.56	48.44	49.31	36.67
12:29	49.38	48.31	50.25	36.56
12:34	50.13	48.88	49.19	36.36
12:39	50.06	48.88	49.88	35.56
12:44	50.81	49.31	50.06	36.36
12:49	49.63	48.75	50.31	36.07

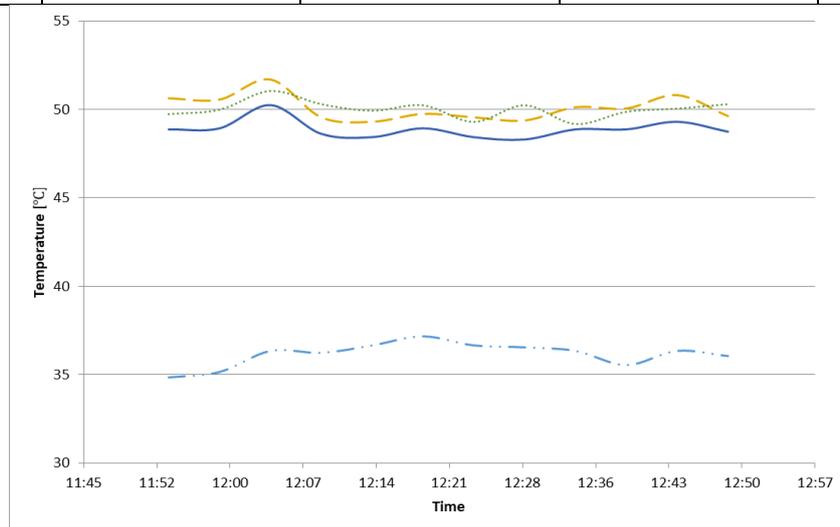


Fig. 2. The temperature of the back side of Pramac 125 module and the ambient temperature (Ambient temperature – light blue; Temperature in the upper area of the module – yellow; Temperature in the middle of the module – blue; Temperature in the lower area of the module – green)

The conducted experimental study showed that

1. The readings of the sensors located on the back of the upper, middle and lower parts of the module differ by no more than 2 %, which can be explained by the measurement error of the sensors.

2. The temperature of the back side of the module operating under load exceeds the ambient temperature by (13-15) ° C ($\approx 43\%$).

2. Evaluation of the temperature changes in current-voltage characteristic for «Pramac-125» micromorphic photovoltaic module

The current-voltage characteristic was obtained at the temperature of the back side of the module 50°C and insolation $I_n = 1006\text{ W/m}^2$. The experiment was conducted on May 4, 2022 in Astrakhan. The following equipment was used

RIGOL DM3061 multimeter as an ammeter

Mastech MY61 multimeter as a voltmeter

RPSH-5 slider rheostat with 5A roller contacts with a resistance range of (0-30) ohms

The measurement results are shown in Table 2 and Figure 3.

Table 2

Current-Voltage Characteristic

№	U (B)	I(A)	№	U(B)	I(A)
1	61.8	0	17	41	2.354
2	56.9	1.128	18	40	2.376
3	56	1.273	19	39.2	2.388
4	55	1.422	20	38	2.410
5	54	1.555	21	37	2.429
6	53	1.667	22	36	2.444
7	52	1.774	23	35	2.455
8	51	1.864	24	34	2.471
9	50	1.942	25	33	2.480
10	49	2.023	26	32	2.484
11	47	2.134	27	30.3	2.495
12	46	2.193	28	29	2.505
13	45	2.227	29	28.1	2.511
14	44	2.261	30	26	2.517
15	43	2.295	31	25	2.521
16	42	2.325	32	23.1	2.525

The maximum power point is green-highlighted. The resistance of the load resistor at the point of maximum power was 22.648 ohms.

Figure 3 shows a comparison of the passport and actual current-voltage characteristics obtained with almost the same insolation, but at different module temperatures. This makes it possible to compare the calculated and actual values of

the no-load voltage U_{oc} , voltage U_{mpp} and current I_{mpp} at the point of maximum power when the module temperature increases to 50 °C.

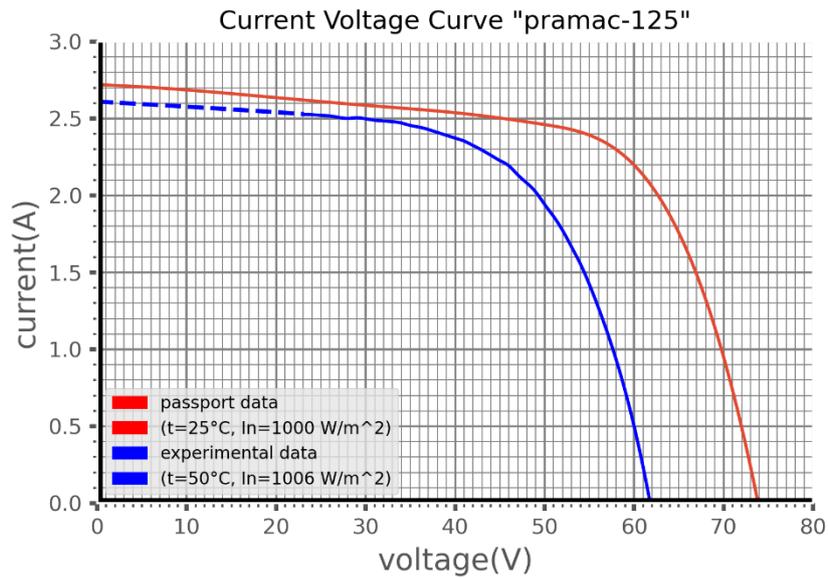


Fig. 3. Current-Voltage Characteristic of "Pramac-125" module

The passport characteristic under standard conditions (temperature 25 °C and insolation 1000 W/m^2) is shown in red.

The experimental characteristic at almost the same insolation (1006 W/m^2), but at a 50 °C temperature of the back side of the module is shown in blue.

The electrical characteristics from the module passport [9] are given in Table 3. They are determined under standard test conditions:

module temperature $t = 25^{\circ}\text{C}$

insolation $I_n = 1000 \text{ W/m}^2$

Table 3

Current-Voltage Characteristic of "Pramac-125" Module

No-load voltage (U_{oc})	74.1 (B)
Short-circuit current ($I_{sc}I_{sc}$)	2.71 (A)
Current at maximum power point ($I_{mpp}I_{mpp}$)	2.21 (A)
Voltage at maximum power point (U_{mpp})	56,6 (B)

The manufacturer also provides the passport data with temperature coefficients.

Temperature Coefficients of "Pramac-125" Module

$\alpha_{U_{oc}}$ (% / °C)	-0.39
$\alpha_{I_{sc}}$ (% / °C)	+0.06
$\alpha_{I_{mpp}}$ (% / °C)	+0.06
$\alpha_{U_{mpp}}$ (% / °C)	-0.41

Using the passport data of "Pramac-125" module and the above temperature coefficients, values of the no-load voltage, voltage and current at maximum power point can be calculated.

The estimated value of the no-load voltage at $t = 50^\circ \text{C}$:

$$U_{oc(50)} = U_{oc(25)} \left(1 - (25 - t) \frac{\alpha_{U_{oc}}}{100}\right) = 74,1 \left(1 - \frac{25 * 0,39}{100}\right) = 66,87 \text{ (B)}$$

The measured actual value (Table 2) of the no-load voltage at $t = 50^\circ \text{C}$ is 61.8 V.

Discrepancy between calculated and actual values of $U_{oc(50)}$ is about 7.6%

The calculated value of the voltage at maximum power point at $t = 50^\circ \text{C}$:

$$U_{mpp(50)} = U_{mpp(25)} \left(1 - (25 - t) \frac{\alpha_{U_{mpp}}}{100}\right) = 56,6 \left(1 - \frac{25 * 0,41}{100}\right) = 50,799 \text{ (B)}$$

The measured actual value of the voltage at maximum power point at $t = 50^\circ \text{C}$ is 46 V. Discrepancy between calculated and actual values of $U_{oc(50)}$ is about 9.4%

The calculated value of the voltage at maximum power point at $t = 50^\circ \text{C}$:

$$I_{mpp(50)} = I_{mpp(25)} \left(1 - (25 - t) \frac{\alpha_{I_{mpp}}}{100}\right) = 2,21 \left(1 + \frac{25 * 0,06}{100}\right) = 2,243 \text{ (A)}$$

The measured actual value of the voltage at maximum power point at $t = 50^\circ \text{C}$ is 2.193 V.

Discrepancy between the calculated and actual values of the current at maximum power point is about 2.229%.

Thus, it is shown that the discrepancies between the calculated (determined through temperature coefficients) and the actual (measured) parameters of the current-voltage characteristics can reach 9%, which can play a significant role in predicting electricity generation and designing cooling systems for photovoltaic modules.

3. The effect of the load on the temperature of the module

Two sunny cloudless days with similar values of solar radiation were taken for the study, namely 28.05.2022 (module under load) and 29.05.2022 (module without load).

Figure 4 shows a graph of the temperature change in the back side of the loaded module during the day in comparison with the graph of the change in ambient temperature.

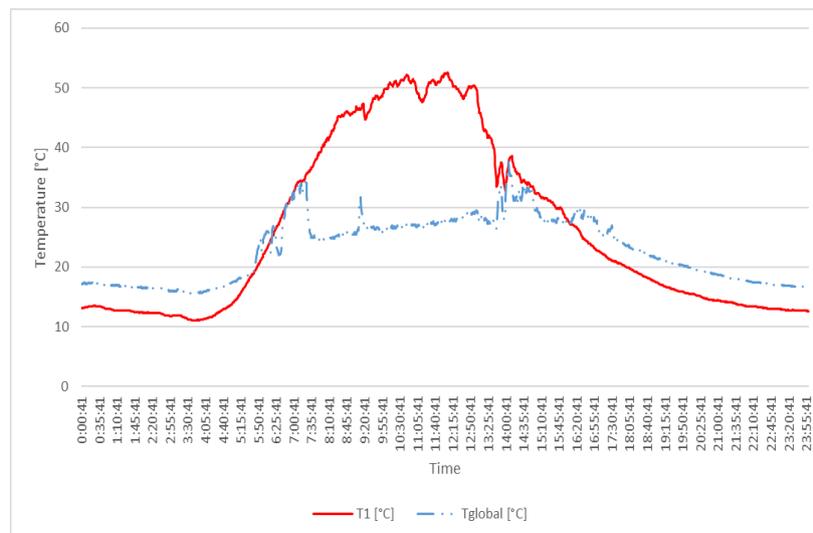


Fig. 4. 2022-05-28 "B" –Temperature of the back side of the module under load (red), ambient temperature (light blue)

In the evening and at night, the temperature of the back side of the module is $\approx 17^{\circ}\text{C}$, while the ambient temperature is $\approx 12\text{-}13^{\circ}\text{C}$

During daytime, the temperature of the back side of the loaded module is significantly higher than the ambient temperature and exceeds 50°C .

Figure 5 shows a graph of the temperature change in the back side of the unloaded module during the day in comparison with the graph of the change in ambient temperature.

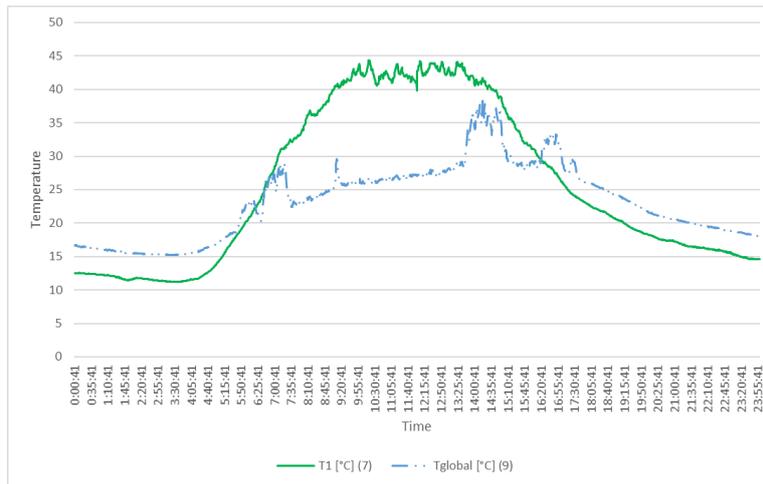


Fig. 5. 2022-05-29 "B" –Temperature of the back side of the module without loading (green), ambient temperature (light blue)

In the evening and at night, the temperature of the back side of the module is $\approx 16^{\circ}\text{C}$, while the ambient temperature is $\approx 12\text{-}13^{\circ}\text{C}$

During the daytime, the temperature of the back side of the unloaded module reaches 43°C . Despite no-load, the temperature of the module exceeds the ambient temperature by 15°C .

Figure 6 shows graphs of the temperature change in the back side of the loaded and unloaded module during the day.

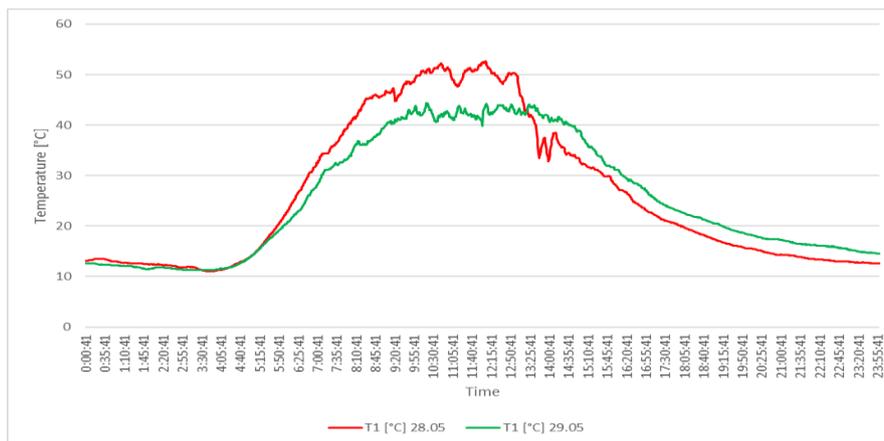


Fig. 6. 2022-05-28(29) "G" is the temperature of the back side of the module under load (red). Temperature of the back side of the module without load (green)

In the evening and at night, the temperature of the back side of the module under load and the temperature of the back side of the module with no-load have approximately the same values $\approx 12\text{-}15^{\circ}\text{C}$.

During the daytime, the temperature of the back side of the loaded module significantly (by 10 degrees) exceeds the temperature of the unloaded module.

Thus, when designing cooling systems for photovoltaic modules, it is necessary to make an adjustment taking into account the magnitude of the load.

CONCLUSION

Having studied the temperature distribution of the back side of the photovoltaic module, we revealed that the readings of the sensors located on the upper, middle and lower parts of the module differ by no more than 2 %.

The temperature changes in current-voltage characteristic for "Pramac-125" micromorphic photovoltaic module have been evaluated. Thus, it is shown that the discrepancies between the calculated (determined through temperature coefficients) and the actual (measured) parameters of the current-voltage characteristics can reach 9%, which can play a significant role in predicting electricity generation and designing cooling systems for photovoltaic modules.

The influence of the load on the temperature of the photovoltaic module has been studied. It is shown that even under no-load conditions, the temperature of the module in the daytime exceeds the ambient temperature (by 15 degrees).

During the daytime, the temperature of the back side of the loaded module significantly exceeds the temperature of the unloaded module (by 10 degrees).

The results obtained are to be used by the authors in the design of an automatic cooling system for photovoltaic modules.

REFERENCES

1. Zaynutdinov R.A. A three-stage model of introducing systems with renewable energy sources in the municipalities of the region (on the example of Astrakhan oblast) // *Caspian Journal: Management and High Technologies*. No. 4(40), 2017, pp.125-135
2. Rustem Zaynutdinov, Larisa Zaynutdinova, Vladimir Ilyichev. Performance Evaluation of On-Grid Solar Power Stations in a Office Building in the Climatic Conditions of Astrakhan Oblast // *Proceedings of ICOECS 2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems*. IEEE Catalog Number: CFP19S88-ART, ISBN: 978-1-7281-1728-7, 2019, – P. 535-538.
3. Bratyshev S.N., Zaynutdinova L.Kh., Zaynutdinov R.A. Analysis of the effectiveness of using network solar power plants for energy saving in budgetary institutions // *Industry journal P.H.A. (Plumbing. Heating. Air conditioning. Energy saving.)* No. 5 (221), 2020, pp.56-62.

4. Troitsky A. O., Seradskaya O. V., Kirpichnikova I. M. The key factors of reducing the efficiency of solar installations and ways to maintain nominal efficiency //Energy and resource conservation in thermal power engineering and social sphere: materials of the international scientific and technical conference of students, postgraduates, scientists. – Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education South Ural State University (National Research University), 2015. - Vol. 3. – No. 1. – pp. 222-225.
5. Dubinin D. V., Laevsky V. E. Energy efficiency of solar panels in real operating conditions //Proceedings of Tomsk Polytechnic University. Georesource engineering. - 2015. – Vol. 326. – No. 3.-pp. 58-62.
6. Dzhumaev A. Ya. Analysis of the influence of temperature on the operating mode of a photovoltaic solar station // Technical sciences – from theory to practice: collection of articles on the 46th International Scientific and Practical Conference. Novosibirsk: Sibak, 2015 No. 5 (42). Pp. 33-40.
7. Bratyshev S. N., Zaynutdinova L. Kh., Ilyichev V. G., Titov A. S. Information and measuring system for long-term monitoring of the characteristics of photovoltaic modules // Problems of obtaining, processing and transmitting measuring information: materials of the II International Scientific and Technical Conference / Ufa State University. aviac. tech. uni. – Ufa : RIK UGATU, 2019. Pp.281-286.
8. Larisa Zaynutdinova, Rustem Zaynutdinov, Vladimir Ilyichev, Ilya Shurshev. Experimental study into degradation of a single-crystal silicon photovoltaic module in the climatic conditions of Astrakhan Oblast // Proceedings of ICOECS 2020 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems. IEEE Catalog Number: CFP20S88-USB, ISBN: 978-1-7281-9115-7, 2020, - P. 111-114
9. Pramac 125W Photovoltaic modules MAIN PARAMETERS AND CHARACTERISTICS // <http://clever-energy.ru/wp-content/uploads/2016/06/Hevel-Pramac-125.pdf> , [electronic resource] (Accessed 08.07.2022).

Filinkov L. I., Likhter A. M.
Astrakhan State University

DEVELOPMENT OF A DECISION SUPPORT SYSTEM FOR BOILER MANAGEMENT TO REDUCE EMISSIONS TO THE ATMOSPHERE

Abstract: The paper points out the general shortcomings of existing decision support systems and proposes an original criterion for assessing the state of combustion, linking both environmental and economic parameters. This criterion makes it possible to improve the methodology for evaluating the operation of a boiler unit, taking into account environmental and economic indicators (the composition and concentration of harmful substances in flue gases, the legally established fee for emissions of harmful substances, etc.). An experiment was carried out on an operating boiler unit to measure the main parameters of the boiler operation, including those included in the formula of this criterion. The analysis of the values of this criterion is carried out, the optimal and inadmissible values of the criterion are determined. Based on this criterion, an algorithm for the operation of decision support systems is proposed. A fragment of the knowledge base is given, which the system accesses in order to offer the boiler operator the correct actions to regulate the boiler unit. The conclusion is made about the fundamental possibility of evaluating the operation of the boiler unit on the basis of the proposed criterion and the possibility of using this criterion in decision support systems.

Keywords: Decision support system, criterion, algorithm, control, knowledge base, boiler unit.

I. INTRODUCTION

To ensure the operation of a heat producing unit at power utilities, observing not only economic, but also ecological standards, is an important production task. Automatic control systems of boiler units regulate the process parameters within the permissible range of characteristics. An energy boiler is difficult to regulate, therefore, a decision support system (hereinafter referred to as DSS) is introduced to provide assistance to the boiler operator (decision maker). Ease of Use.

II. EXPERIMENT

An experiment on recording the main technological parameters of the boiler unit #1 was carried out at CHPP-1 power plant in Ulyanovsk in January 2021. These parameters included: natural gas consumption rate, oxygen concentration in flue gases, concentration of nitrogen oxide in flue gases, steam capacity of boilers and flue gas temperature t_{yx} behind the water economizer. Data was recorded automatically every 60 seconds during the working day.

The data was saved as XLS format. The table consists of two thousand rows. A chunk of data is given in table 1.

Table 1

Part of Parameter Values Recorded during the Experiment

Date	Natural gas consumption	Concentration of NO _x in flue gases	Concentration of O ₂ in flue gases, on the left, casing A	Steam consumption behind the boiler	Flue gas temperature, T _{yx}
	m ³ /hr	%	%	TPH	°C
10/01/21 0:00	35170.01	84.86	1.73	449.866	321.1
10/01/21 0:01	35169.17	84.93	1.63	448.367	321.2
10/01/21 0:02	35168.33	85.01	1.71	448.367	321.2
10/01/21 0:03	35167.49	85.09	1.68	449.06	321.3
10/01/21 0:04	35166.65	85.17	1.67	444.107	321.4

Some of the recorded dependencies are shown in Figure 1 and 2. Figures illustrate that the boiler unit efficiency decreases linearly with an increase in oxygen concentration in flue gases. Hence, it follows that it is economically advantageous to keep the oxygen concentration in the flue gases at minimum values. However, the decrease in oxygen concentration in the flue gases may lead to an increase in toxicity of emissions. This raises the urgent question of finding the optimal value of oxygen concentration in flue gases.

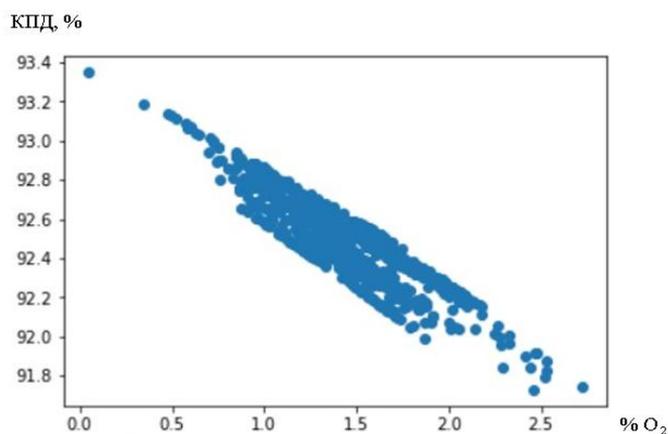


Fig. 1. Dependence of efficiency on oxygen concentration in flue gases

In this regard, the question of development of a DSS is relevant. Based on the graph above, it can be suggested that if oxygen concentration exceeds 4%, the following message should appear on the monitor screen to notify the decision maker: “Oxygen concentration in flue gases is exceeded”. It is also possible to form a knowledge base on the correct adjustment of a particular parameter of the boiler unit. A fragment of the knowledge base is presented in table 2.

Table 2

Fragment of the Knowledge Base on Possible Causes and Methods for Eliminating the Excess of Parameters

Controlled parameter	Deviation of a parameter from the normal mode	Possible causes of exceeding parameters	Corrective actions of the operator
Concentration of nitrogen oxide in flue gases	Excess	<ol style="list-style-type: none"> 1. High oxygen value in flue gases 2. Natural gas consumption per boiler is higher than estimated 3. Heat liberation rate of the boiler furnace is exceeded 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Increase airflow rate per boiler 2. Reduce natural gas consumption 3. Reduce natural gas consumption

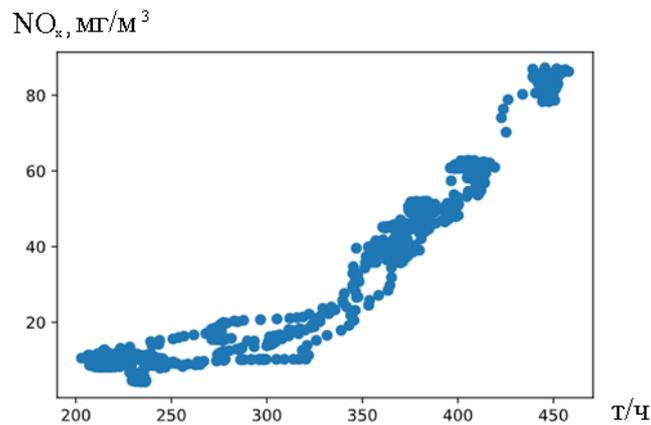


Fig. 2. Dependence of the concentration of nitrogen oxides in flue gases on steam capacity

A clear dependence of the concentration of nitrogen oxides on steam capacity is shown on Fig. 2. This is due to the increase in the combustion rate, which contributes to a more active process of nitrogen-oxygen binding and the formation of thermal nitrogen oxides. If the concentration of flue gases exceeds 100 mg/Nm³ [1] the operator receives the following message: "The concentration of nitrogen oxides is exceeded" and the information from the knowledge base corresponding to this message to help him make the correct decision. Moreover, a method for reducing thermal nitrogen oxides by reducing the burning rate in the boiler furnace [2] is very common.

The graphs show the connection between technological and environmental parameters that may form the basis for the formation of a DSS. As it was mentioned before, a decision-maker is most interested in the economic parameter as well as in regulating the technological process in an environment of minimization of emission charges.

A complete list of harmful substances and payment rates for emissions into air from the point sources is given in the RF Government Resolution [3].

In the meantime, the operation of the boiler unit must meet a number of requirements, including mandatory ones. These requirements should be taken into account in the proposed DSS.

A set of input data must be defined for the DSS. A number of requirements may apply to this data, which can be categorized and ranked.

I. Restrictions and requirements that are *mandatory* for execution in accordance with regulatory documents.

Normative and technical documentation regulates the carbon monoxide concentration in flue gases of no more than 119 $\mu\text{g}/\text{Nm}^3$ [4].

According to the Sanitary Regulations and Norms approved on March 1, 2021 - SanPiN 1.2.3685-21 “Hygienic standards and requirements to ensure safety and (or) harmlessness of human habitat factors”, the maximum permissible concentration of nitrogen dioxide NO_2 (concentration ensuring allowed (acceptable) risk levels during 24 hours of operation at least – daily mean) is 0.1 mg/Nm^3 .

The number of operating hours of the boiler unit per year may also be limited due to maintenance periods.

II. Requirements and limitations, determined by *their importance from the point of view of the experts* – operators of the combustion process.

For example, operators are aware of the technical condition of the duct gates and can give their expert opinion on how to increase airflow rate in the most efficient way on a particular boiler unit – with the help of an induced-draft fan or by using a forced draft blower. Another example of the application of this requirement is as follows. The operator knows if a certain boiler for any technological reasons cannot be used at maximum capacity and cover peak loads, but should only be used to carry base loads. Thus, with the help of experts, it is possible to rank options for the implementation of any parameter or action.

III. Requirements that *increase economic efficiency*.

Example: maximize the efficiency of the boiler house.

Formalization: $\sum_{x=1}^{N_{\text{дн}}} \sum_{p=R_{\text{ког}}(x)-1}^{R_{\text{ког}}(x)-1} \eta \cdot \rightarrow \max$, where $N_{\text{дн}}$ – number of boilers in the boiler house; $R_{\text{ког}}(n)$ – number of boiler units used in the heat load operation on a certain X day $1 \leq x \leq N_{\text{дн}}$.

IV. Requirements and limitations that serve as guidelines.

Example: meteorological requirements. It is well known that under certain weather conditions (windless and foggy conditions) air pollution from boiler houses is extremely harmful to people around. These conditions can be easily formalized using

fuzzy logic [1]. Formation of the rule base of the fuzzy logic system takes the form of a well-ordered consistent list of fuzzy production rules of the “IF A, THEN B” type, where A is the wind speed, fog presence, etc. Parameter A can be obtained using the API request from the URL: <https://openweathermap.org/>. As a result, we have a recommendation of the possibility/impossibility of further operation of the boiler house without reduction of power.

V. Metrological requirements and limitations.

The authors [5] have created a neural network which can quickly identify the presence of failed sensors in the automation system. The neural network is trained on a learning sample of the parameters of a particular boiler, based on the fact that all sensors are calibrated and operate correctly. Then, the neural network generates a warning message on the malfunction of a certain sensor in operation. The neural network is patented. The output signal from the neural network is also a limitation for the decision support system.

The value 0 is the neural network output corresponding to the correct operation of all sensors.

III. CRITERIA DEVELOPMENT

As it was mentioned above, a decision-maker is most interested in the economic parameter as well as in regulating the technological process in an environment of minimization of emission charges.

For this purpose, we propose to introduce the criterion “Total ecological and economic workload of the power generation facility”, which we suggest to determine by the following formula:

$$F = \sum_{i=1}^n T_i * \frac{c_j * V_{cr} * B_p}{MAC_{(av.dly.)}}$$

where F – total ecological and economic workload of the power generation facility (in arbitrary units); T_i – pollutant emissions tariff, RUB000’s./t.; c_j – mass pollutant concentration j in dry flue gases, mg/Nm³; measured by stationary devices; V_{cr} – volume of dry flue gases produced by complete combustion of 1 kg (1Nm³) of fuel,

when $\alpha_0 = 1,4 \text{ Nm}^3/\text{kg}$ of fuel (Nm^3/Nm^3 of fuel); B_p – fuel design consumption; when determining emissions in grams per second, B_p is indicated in thsnd/Hr (thousand Nm^3/hour); when determining emissions in tons per year, B_p is indicated in thsnd/year (thousand Nm^3/year); $MAC_{iav.dly}$. – maximum allowed concentration of pollutants j (mg/Nm^3) over a defined period of time.

Figure 3 shows the graph of the dependence of the total ecological and economic workload of the power generation facility on steam capacity.

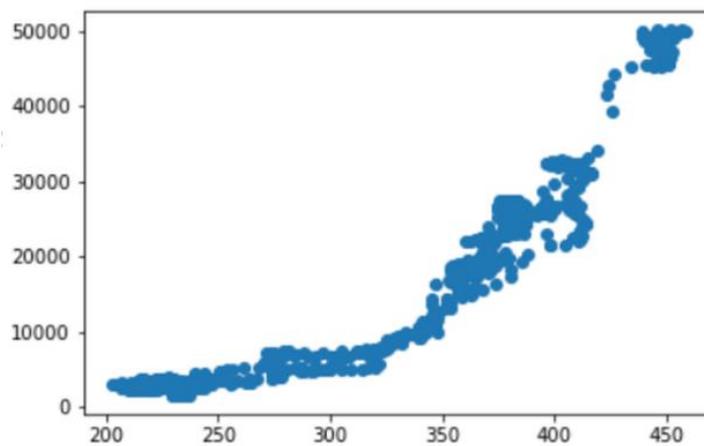


Fig. 3. Dependence of the total and economic workload of the power generation facility on steam capacity

Using MS Excel, an approximating equation of a set of points, which has the form: $y = 0,0005 * x^3 + 0,4807 * x^2 - 300,1 * x + 40347$, with the root-mean-square error $R^2 = 0,9746$ was found.

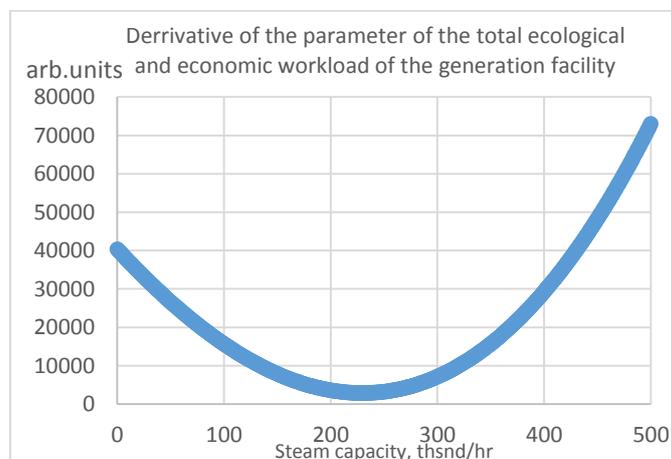


Fig. 4. Derrivative of the ecological and economic characteristics of the power generation facility in relation to steam capacity

Analysis of Figure 4 suggests that according to the criterion of the total ecological and economic characteristics, the most advantageous is the mode of operation of the boiler at steam capacity of 250 thsnds/hr, which is 50% of the rated load.

IV. CONCLUSIONS

The existing methods of environmental impact assessment have a number of disadvantages that make the calculated parameters inconvenient to use in the DSS. The article proposes the concept of «Total ecological and economic workload of the power generation facility», which conveniently combines both environmental and economic characteristics of the fuel combustion process. The concept is applicable to any type of fuel and the criterion for minimizing this parameter can be the basis for the selection of the most successful implementation of the DSS. The article provides an analysis of values of this criterion as applied to the operating boiler unit and makes conclusion on the most advantageous steam capacity interval.

REFERENCES

1. GOST RF 50831-95. Boiler units. Thermal and mechanical equipment.
2. Taimarov M.A., Ahmetova R.V., Sungatullin R.G., Chiklyayev D.E., Chiklyayev E.G. Energy problems. 2016. No9-10, p.83-90
3. RF Government Resolution of September 13, 2016 No 913 (as amended on January 24, 2020) “On payment rates for negative impact on the environment and additional factors”.
4. GOST RF 51733-2001
5. Filinkov L.I., Likhter A.M., Kokuev A.G., Denisov D.V., Glebov V.V. Detection of failed sensors based on ecological and economic parameters of the boilerhouse operation using a neural network. // Herald of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Science and Informatics, 2022. <https://doi.org/10.24143/2073-5529-2022-2-14-21>.

INTELLIGENT 3D PRINTING QUALITY CONTROL ALGORITHMS FOR THE ENERGY INDUSTRY¹

Abstract: The article proposes the structure of a quality control system for 3D printing of components and parts of industrial enterprises using machine learning methods. The analysis of the problem of automation of control is carried out, the classification of defects in the additive manufacturing process "material extrusion" is introduced. A neural network model has been developed to classify 3D printing defects. A data set for training and testing an intelligent control system has been created, and the software implementation of the proposed algorithms has been completed. Experimental studies have been carried out. The final defect detection accuracy score was 49%, and the F1-measure score is 0.63, which will allow detecting printing defects in the early stages of the technological process.

Keywords: 3D printing, control system, 3D printing defects.

I. INTRODUCTION

The rapid development of industry within the paradigm of digital transformation Industry 4.0 requires [1] the modernization of existing technologies and of course the creation of new ones. Today Russian industry is expanding the use of additive technologies (AT) – processes for creating finished products using 3D printing. The construction of the product occurs by adding material in contrast to formative or subtractive methods [2]. Demand for AT in recent years shows a sharp increase, so by 2020 the global market for 3D printing has reached almost 12 billion dollars. In February 2020, Rosatom Corporation developed and submitted for approval to the Government of the Russian Federation a plan for the development of AT until 2030 [3].

The use of 3D printing technologies in the energy sector [4-7] is of particular interest, since the equipment usually uses expensive advanced materials such as ceramics or composites, which have serious limitations in form and function when processed by classical manufacturing methods. The application of 3D printing in the energy industry can be divided into three main areas:

- prototyping and production of devices with high added value;
- customization of devices and parts at lower prices;

¹The reported study was funded by RFBR according to the research project No. 20-08-01172.

- 3D printing in the development of new devices.

Domestic and foreign experts have proposed a number of technologies [8, 9] for the production of material scale models of power and secondary equipment for the electric power industry in order to improve the quality of the educational process and modeling [10] of electric power facilities. Laser scanning technologies [11] are actively used to improve the quality of the initial data necessary for creating three-dimensional drawings of equipment models for electric power systems, creating scale models on their basis and their further 3D printing.

The following key innovative projects in the energy industry with the use of additive technologies are distinguished:

1. Solar cells, batteries and power plants [12] – 3D printing allows solar panels to be 20% more efficient at a 50% reduction in production cost, opening new prospects for renewable energy. China plans [13] to build a hydroelectric dam in the Tibetan Plateau using a specialized large-scale 3D printer.

2. Wind turbines of a new generation – additive technologies make it possible to create new types of wind turbines: microturbines and print some large-sized parts for high-rise wind farms at the place of their installation.

3. Graphene and liquid batteries with 3D printing are becoming more productive and environmentally friendly

4. 3D printing in the gas sector: turbine blades – Siemens UK engineers proposed using 3D printing to produce gas turbine blades, which speeds up production by 90%.

The problem of even wider use of additive technologies is the shortcomings of modern design and software solutions associated with inaccurate calibration of 3D printers or incorrect setting of 3D printing parameters by the operator, which leads to defects on products during the printing process. The presence of defects, in turn, leads to a waste of time and expensive raw materials, as well as electricity, that is, to economic losses in production.

The aim of the study is to improve the efficiency of the 3D printing quality control process based on the application of the video data mining method.

II. ANALYSIS OF THE PROBLEM OF AUTOMATION OF QUALITY CONTROL OF 3D PRINTING BASED ON VIDEO DATA PROCESSING

The joint study by the European Aeronautic Defense and Space Company and the EOS Innovation Center showed that savings in raw materials when using additive technologies in production can reach 75% [14]. But to obtain such a result, it is extremely important to develop effective tools for quality control of the 3D printing process.

Since additive technologies cover wide range of areas, including aircraft, aerospace, shipbuilding, electronics and microelectronics, the presence of defects on the product should be minimized. Therefore, it is very important to develop a solution to the problem of quality control of 3D printing.

To date, there are no full-fledged domestic automated solutions for quality control of 3D printing. And foreign developments of such systems have several disadvantages: the difficulty of application, the complete lack of localization, low stability, and security of the connection.

The most used non-destructive quality control methods are presented in Table 1.

Table 1

Non-destructive Testing Methods

Non-destructive quality control method	Restrictions
Visual and measuring control	<ul style="list-style-type: none"> • Can only be used for quality control of finished products • Expensive highly specialized equipment (3D-scanning, CT) • Almost impossible to automate the control of the 3D printing process
3D scanning	
Industrial computed tomography	

The listed quality control methods are used to evaluate already completed parts. 3D scanning and industrial computed tomography methods require highly specialized equipment, which makes these solutions expensive.

To improve the efficiency of the 3D printing quality control process, it is proposed to use video data mining methods aimed at detecting surface defects of such a type of additive technological processes as material extrusion.

To build a quality control system for 3D printing based on video data analysis, it is necessary to introduce a classification of surface defects that can occur on products manufactured by such a type of additive manufacturing process as material extrusion (Table 2).

Table 2

Classification of 3D Printing Defects

Type of surface defect	Description
Pimple	The defect manifests itself in the form of streaks or drops due to excessive extrusion of plastic, which is noticeable on the surface of the product.
Bundle	The defect is characterized by the presence of cracks on the product that were not originally foreseen. That is, the product is exfoliated into pieces.
Skipping a layer	The defect manifests itself in the fact that cracks form on the product due to the complete or partial skipping of the layer.
Wobbling	The defect appears on the product in the form of vertical waves.
Ripples	The defect manifests itself in the form of waves traveling horizontally.
Bending corner	The defect is manifested by the fact that several layers of the model adhered to the substrate properly, and later the model begins to peel off in places, twist and bend.
Re – extrusion	Overextrusion is manifested by the fact that an excess amount of material appears on the surface of the model.
Shifting layers	The defect is manifested by the fact that the layers are displaced relative to each other during printing.
"Hairs"	The "hairs" defect is manifested by the fact that a certain amount of material is observed on the product, which stretches from the printing nozzle.
Underextrusion	Underextrusion occurs when too little filament is extruded during printing. This may result in gaps, small dots or holes.
Extrusion into air	The defect is characterized by extrusion of a certain amount of plastic into an empty space due to a critical 3D printer error or unpredictable material properties.
Recess	The defect manifests itself in the form of recesses and depressions on the surface of the product.

The classification includes the most common 3D printing defects, based on which a custom data set will be developed.

Quality control methods using intelligent video data analysis are presented in Table 3.

Control Methods Using Intelligent Analysis

Quality control method	Restrictions
Designed by W. Delly and S. Chang [15]	Lack of software localization
The work of D. Straub [16]	Restriction on types of defects
The Spaghetti Detective Service [17]	Closed projects

The group of methods shown in Table 3 are projects under development. Their use allows for automated control but imposes some restrictions: there is no software localization, types of defects are limited, projects are closed.

Thus, the review showed that today there are no full-fledged domestic automated solutions for quality control of 3D printing, and the introduction of foreign developments of such systems is limited.

III. DEVELOPMENT OF A QUALITY CONTROL SYSTEM FOR 3D PRINTING BASED ON TECHNOLOGIES OF INTELLIGENT ANALYSIS OF VIDEO SURVEILLANCE DATA

The block diagram of the 3D printing quality control system includes: video capture block, frame preprocessing block, primary feature coding block, data accumulation block, defect detection and segmentation block (Fig. 1).

A video capture block required for subsequent transmission of a sequence of frames to a preprocessing block. The frame preprocessing block is necessary for scaling, normalizing frames and bringing them to grayscale. In the coding block of primary features, the search and work with important features of frames takes place. The data accumulation block is used to collect the information necessary for the operation of the Mask R-CNN neural network model. Using the human-machine interface, the selection of parameters for the operation of the Mask R-CNN model is carried out. In the defect detection and segmentation block, the Mask R-CNN model trained on the labeled data set works. At the output, an image with a defect must contain a defect outline frame, a mask applied to the defect, and the type of defect (its class). Using the human-machine interface, the operator receives information about the defect and decides on how to deal with it.

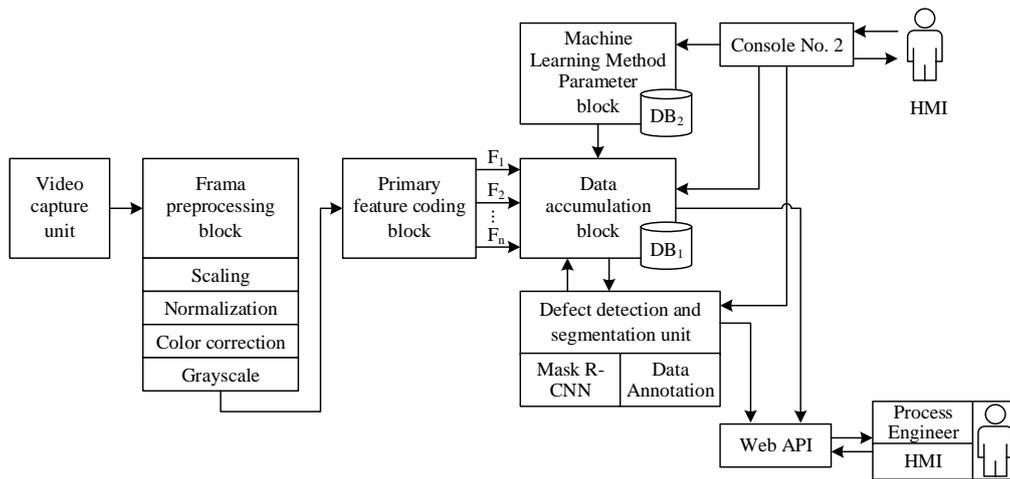


Fig. 1. Structural diagram of a 3D printing quality control system

A. Development of data preparation algorithm

The main steps of the algorithm for preparing and analyzing video data are presented in the form of a flowchart (Fig. 2). The input file for training a model of a 3D printing quality control system contains marks associated with video data (area attributes, which are the coordinates of the marking polygon x,y).

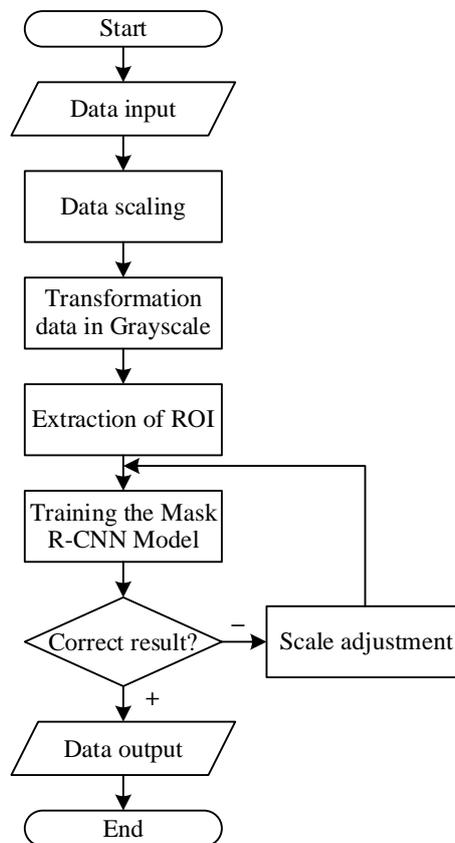


Fig. 2. Block diagram of the algorithm for working with video surveillance data

The preprocessing process involves scaling, which results in a reduction in the size of the data. The image size is controlled by the settings of the NS model parameters and will be "512×256". Next, the image is converted from the RGB color model to the Grayscale color mode, which is displayed in shades of gray. This operation is needed to reduce the number of noisy pixels, as well as to improve the accuracy of the results. Then it is necessary to define regions of interest (ROI) where objects can be located. Before that, you should set the scale parameters and the aspect ratio of the sliding search window. The result of this step is to obtain the bounding boxes of the likely positions of the objects. The next step is training the neural network model for further analysis of video data. If the analysis shows low training accuracy and incorrect detection of defects, you should edit the weights and check other adjustable parameters, and then restart the model training process.

B. Development of a neural network model

A neural network model for classifying 3D printing defects is designed to highlight defects in an image and determine the corresponding class of the selected defect using an approach known as instance segmentation. Instance segmentation combines an object class detection task with bounding box prediction and a semantic segmentation task that classifies each pixel into predefined categories [18-20] using a Convolutional Neural Network (NN) Mask R-CNN. The structure of the NN Mask R-CNN model is shown in Fig. 3.

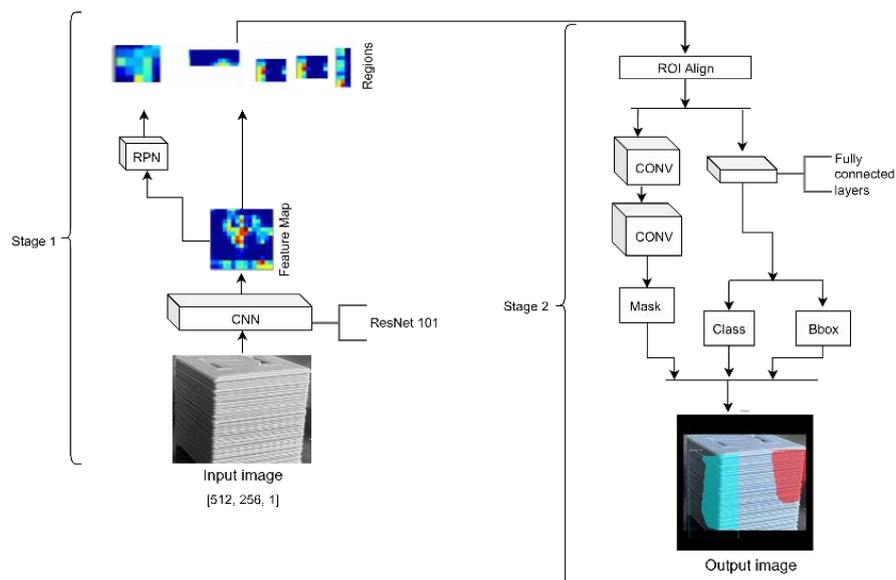


Fig. 3. Mask R-CNN Structure

At the first stage, the Mask R-CNN model makes assumptions about the areas of the image where the object of interest may be. Initially, the scaled image is input to the base convolutional neural network. SNS Resnet101 [21] is used as a backbone. Next, it is necessary to generate hypotheses based on the obtained feature map, that is, to determine the approximate coordinates and the presence of a class object. A separate NN, the Region Proposal Network (RPN) [22], is used to generate hypotheses. The RPN input is a feature map obtained after the backbone, and the output is proposals for regions with an object of interest (regions).

The second stage starts with the Region of Interest (ROI) Align layer. The main task of the ROI Align layer is to match the coordinates of the assumption areas with the corresponding coordinates of the feature map. Since each estimated area can have a different size, and a vector of a fixed size is required for the subsequent input of a fully connected layer, at this step, the feature vector of the area of interest of arbitrary size is converted from the original image into a feature vector of a fixed dimension.

Next, the output of the ROI Align layer is passed to a separate branch to generate a mask, which consists of 2 convolution layers. A pixel-by-pixel mask is generated for each region of interest. Also, in parallel with the mask, two fully connected layers form class labels and bounding box locations for each assumption.

The mask is a rectangular binary matrix, in which 1 at some position means that the corresponding pixel belongs to an object of a given class, 0 means that the pixel does not belong to the object.

IV. EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS

A. *Create a dataset to train and test the model*

The input dataset and the Mask R-CNN NN model are being developed step by step (Fig. 4).

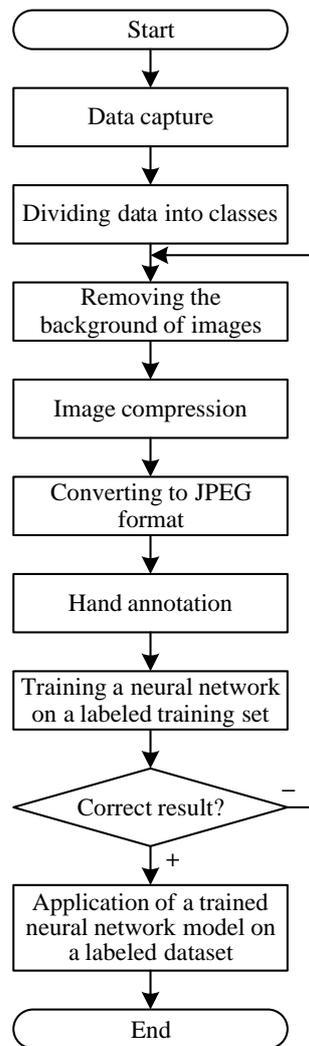


Fig. 4. Flowchart of the training sample development process

The first stage is the collection, search and analysis of frames obtained in the process of video recording of 3D printer printing defects. Thus, 834 images were collected. At the second stage, images were distributed into 12 classes of defects and 1 class of reference printing: sagging, delamination, layer skipping, wobbling, ripples, curly corners, overextrusion, underextrusion, "hairs", underextrusion, extrusion into air, displacement of layers, reference.

The third stage is the primary image processing: removal of unnecessary information depicted on the background (mechanisms of a 3D printer, operator's hands, reflections, and so on); image compression; converting data to one graphical format.

At the fourth stage, manual markup (annotation) of the data set was carried out, during which metadata are attached to the original image – certain tags that carry

information about the specific properties of an object. Such labels are: file name, file size, coordinates of the marked area and the name of the selected class. Some of the defects shown in the pictures have non-standard shapes and polygonal annotation is needed to mark such defects (Fig. 5). To mark up images with and without defects, the software product VGG Image Annotator (VIA).

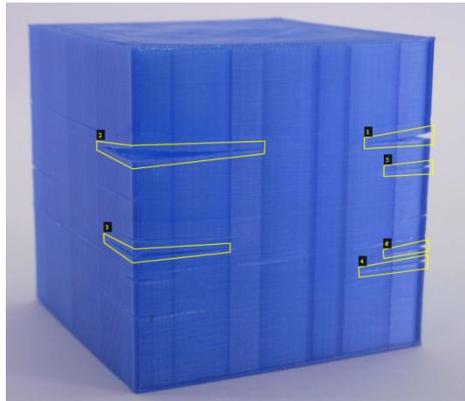


Fig. 5. Marking up an image with polygons

The fifth stage is the process of training the model on the created input dataset. In case of unsatisfactory results, it is necessary to return to the previous stages and check the quality of image processing and marking.

To assess the quality of defect classification, the following metrics will be used: accuracy, error matrix, precision, recall, F-measure (Table 4).

Table 4

Metrics for Quality Assessment

Metric	Formula	Result
Accuracy	$accuracy(a, X) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [a(x_i) = y_i]$	49%
Precision	$precision(a, X) = \frac{TP}{TP + FP}$	48%
Recall	$recall(a, X) = \frac{TP}{TP + FN}$	93%
F-measure	$F = \frac{2 \cdot precision \cdot recall}{precision + recall}$	0.63

In the error matrix, the rows correspond to the actual class, the columns correspond to the predicted class. The error matrix is well visualized using a table (Table 5).

Table 5

Error Matrix

Expert review				
System evaluation			Class recognized	Class not recognized
	Class recognized		336	439
	Class not recognized		0	0

From the error matrix shown in Table 5, it can be seen that the constructed neural network model correctly identifies 336 areas, but does not classify 439 areas of defective or reference printing.

The neural network model was trained in 64 iterations. With each iteration, the error value during model training decreased, but when the model was tested on the validation data set, the error value took on a jumpy character (Fig. 6).

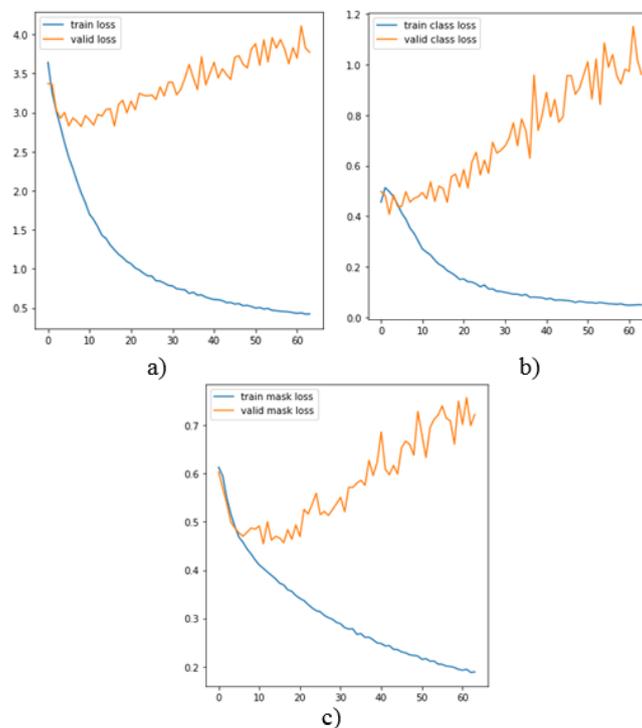


Fig. 6. The value of training error and model validation at a) highlighting an area of interest with a bounding box, b) determining the class to which a particular defect belongs, c) applying a mask to a selected area of interest

From the graphs shown in Fig. 6, it can be seen that overfitting is observed. In order to avoid this, it is necessary to adjust the pace of adding training parameters, otherwise their number will be too large.

For a visual assessment of the quality of the model, it is proposed to familiarize yourself with the results of the classification and segmentation of defects using example images (Fig. 7-9).

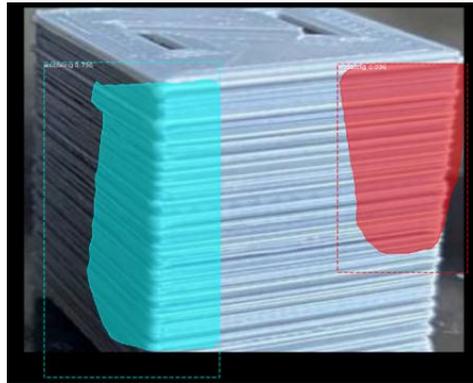


Fig. 7. Wobbling detection and isolation on the product

Fig. 7 shows that the wobble area is well visualized with the help of superimposed masks. The model realized that this defect manifests itself in the form of stripes running vertically.

In Fig. 8, ripples are clearly visible in the form of stripes running horizontally.

And the NN model singled out exactly the problem area. Of course, some places with ripples remained unselected, but there are not many of them.

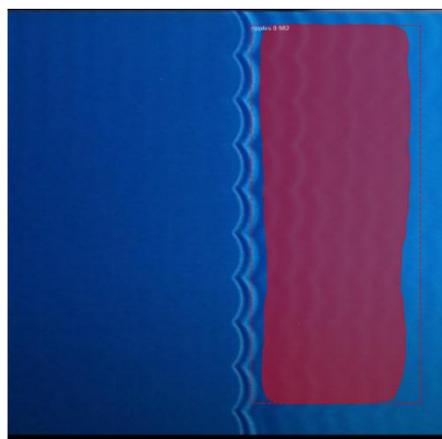


Fig. 8. Detection and selection of ripples on the product

Fig. 9 shows the area of the reference print, characterized by even stacking of material layers.

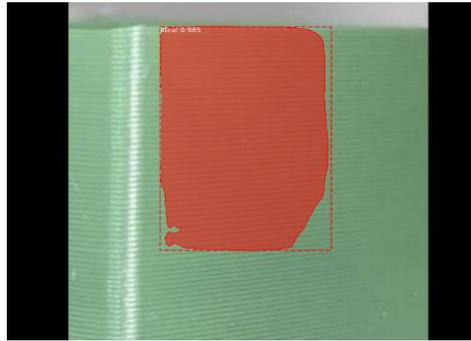


Fig. 9. Selection of a reference area on a part

The above images with the results of the work show that the model determines the type (class) of the defect with a fairly high accuracy, the mask is superimposed on areas that reflect obvious signs of the problem, but inaccuracies are still present. These inaccuracies indicate that it is necessary to label the training sample more carefully at the stage of data preparation. You also need to classify defects more accurately, since 3D products in the photo can be located at different angles.

V. CONCLUSION

The paper analyzes the problem of automating the quality control of 3D printing based on video data processing. The analysis showed the almost complete absence of domestic automated software solutions for quality control of 3D printing.

A classification of defects in the process of additive "material extrusion" is introduced, which is necessary for building a control system.

In the process of developing a structural model of the system, the main tasks of the quality control system were identified, and the control process was divided into separate steps.

The main steps to create an input data set have been completed, a software implementation of a 3D printing quality control system has been implemented.

Experimental studies have been carried out. The final defect detection accuracy score was 49%, and the F1-measure score is 0.63, which will allow detecting printing defects in the early stages of the technological process. Despite the retraining and the

relatively low accuracy of defect classification, it should be noted that the proposed solution at the current implementation level already makes it possible to identify half of the cases of violation of the correct printing process. Further improvement of the system will significantly improve the efficiency of 3D printing control.

The proposed solution is aimed at:

- facilitating the process of controlling 3D printing by the operator, since he will be able to rely on the conclusions of the developed system;
- reduction of time costs; saving money;
- reduction of material costs;
- reduced wear of 3D printer elements.

REFERENCES

1. E. Y. Andieva and V. D. Filchakova, "The digital economy of the future, Industry 4.0" in *Prikladnaja matematika i fundamental'naja informatika*, no. 3, 2016, pp. 214-218.
2. A. A. Lyapkov and A. A. Troyan, *Polymer additive technologies*, St. Petersburg: Lan, 2022, 120 p.
3. Strategy for the development of additive technologies in the Russian Federation for the period up to 2030. July 14, 2021. [Online]. Available: <http://static.government.ru/media/files/ogvdrJAzZEx7roHJAZwVEGZw6yTxBaJu.pdf>
4. J. C. Ruiz-Morales et al., "Three-dimensional printing of components and functional devices for energy and environmental applications," in *Energy & Environmental Science*, vol. 10, no. 4, 2017, pp. 846-859.
5. M. N. Nadagouda, M. Ginn and V. Rastogi "A review of 3D printing techniques for environmental applications," in *Current opinion in chemical engineering*, vol. 28, 2020, pp. 173-178.
6. A. Jandyal et al., "3D printing—A review of processes, materials and applications in industry 4.0," in *Sustainable Operations and Computers*, vol. 3, 2022, pp. 33-42.
7. A. Tarancon and V. Esposito (ed.), "3D Printing for Energy Applications", John Wiley & Sons, Incorporated, 2021.
8. A. O. Egorov et al., "Construction, 3D printing and assemblage," in *Proceedings of the VI International Scientific and Technical Conference "Electric power industry through the eyes of youth"*, 2015, pp. 496-499.
9. K. R. Valiullin and A. D. Chernova, "The use of 3D modeling and 3D printing for the development of professional competencies in energy students," in *Proceedings of the VIII All-Russian scientific and technical conference "Energy: state, problems, prospects"*, Orenburg: Press Agency LLC, 2016, pp. 271-274.
10. T. V. Koblova and A. D. Chernova, "Features of using 3D printing technology for modeling electric power facilities," in *Proceedings of the VIII All-Russian scientific and technical conference "Energy: state, problems, prospects"*, Orenburg: Press Agency LLC, 2016, pp. 106-108.
11. O. S. Vozisova et al., "The laser scanning application for power systems equipment engineering reverse," in *Avtomatizacija v jelektrounergetike i jelektrotehnikе*, vol. 1, 2016, pp. 223-229.
12. Research: 3D printing in solar energy can cut production costs in half, 2019. [Online]. Available: <https://tass.ru/ekonomika/6298275>

13. A. Shevchenko, "China wants to build a hydroelectric dam using 3D printing", 2022. [Online]. Available: <https://neftegaz.ru/news/energy/737036-kitay-khochet-postroit-plotinu-ges-s-pomoshchyu-3d-pechati/>
14. S. V. Novikov and K. M. Ramazanov, *Additive Technologies: Status and Prospects*, Ufa: UGATU, 2022. [Online]. Available: https://www.ugatu.su/media/uploads/MainSite/0b%20universitete/Izdateli/EI_izs/2022-41.pdf
15. U. Delli and S. Chang, "Automated process monitoring in 3D printing using super-vised machine learning," in *Procedia Manufacturing*, vol. 46, 2018, pp. 865-870. Doi: 10.1016/j.promfg.2018.07.111
16. J. Straub, "Initial work on the characterization of additive manufacturing (3D-printing) using software image analysis," in *Machines*, vol. 3, no. 2, 2015, pp. 55-71. Doi: 10.3390/machines3020055
17. The Spaghetti Detective Service. [Online]. Available: <https://www.thespaghettidetector.com/octoprintsubredit.html>
18. K. He et al., "Mask R-CNN," in *Proceedings of the IEEE international conference on computer vision*, 2017, pp. 2961-2969.
19. P. Bharati and A. Pramanik, "Deep learning techniques – R-CNN to mask R-CNN: a survey," in *Computational Intelligence in Pattern Recognition*, 2020, pp. 657-668.
20. T. Cheng et al., "Boundary-preserving mask R-CNN," in *European conference on computer vision*, Springer, Cham, 2020, pp. 660-676.
21. S. L. Lin, "Application Combining VMD and ResNet101 in Intelligent Diagnosis of Motor Faults," in *Sensors.*, vol. 21, no. 18, 2021, pp. 6065.
22. B. Li et al., "High performance visual tracking with siamese region proposal network," in *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 2018, pp. 8971-8980.

Ефанов В. Н., Муфаззалов Д. Ф.

Уфимский государственный авиационный технический университет

ОБЕСПЕЧЕНИЕ РОБАСТНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОЛНЕЧНЫМ ТРЕКЕРОМ В УСЛОВИЯХ ВЕТРОВЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ

Аннотация: Рассмотрена проблема повышения энергоэффективности солнечных электростанций за счет использования солнечных трекеров. Отмечено, что на точность слежения влияет большое количество внешних факторов, среди которых ведущее место занимает ветровая нагрузка. В связи с этим большое значение имеет разработка алгоритма работы контроллера слежения за солнцем и блока управления электромеханическими исполнительными механизмами, позволяющего поддерживать требуемую точность слежения в заданном диапазоне ветровых нагрузок. Предлагается метод робастной стабилизации систем управления солнечными трекерами, основанный на концепции сверхустойчивости динамических систем. Показано, что использование теоремы Островского для локализации характеристических чисел замкнутой системы позволяет свести задачу синтеза к решению системы алгебраических неравенств относительно неизвестных параметров управляющей части системы.

Ключевые слова: Солнечный трекер, система управления, ветровая нагрузка, устойчивость, синтез, теорема Островского.

I. ВВЕДЕНИЕ

Использование возобновляемых источников энергии становится одним из основных направлений развития современной электроэнергетики [1] - [3]. При этом ведущую роль играют источники солнечной энергии. Сегодня популярность солнечных систем быстро растет, поскольку они могут удовлетворить потребности человека в чистой энергии. Покрытие всего 0,16% поверхности Земли солнечными панелями с КПД 10% обеспечило бы 20 ТВт энергии, что почти вдвое больше, чем потребление ископаемой энергии в мире.

Однако положительные качества и преимущества этого метода производства электроэнергии существенно зависят от ряда факторов, определяющих эффективность солнечных систем. К этим факторам относятся: климатические условия; текущее освещение; изменение температурного режима; возможное загрязнение; угол наклона элементов. Что касается климатических условий, то они в меньшей степени зависят от конструкции солнечных панелей и в основном определяются географическим положением. Но другие факторы напрямую зависят от конструкции и правил эксплуатации солнечных батарей. Основным недостатком электростанций с солнечными панелями, особенно автономных фотоэлектрических станций, является их низкий КПД. Для более эффективного использования солнечных элементов на солнечных электростанциях используются различные методы повышения их энергоэффективности. В первую очередь это связано с использованием фотоэлектрических преобразователей с повышенным КПД [4] - [6].

Большинство существующих кремниевых солнечных элементов имеют следующий КПД: аморфные – 6-8%, поликристаллические – 12-15%, монокристаллические – 17-23%. Однако перспективные солнечные батареи с гетероструктурным арсенидом галлия обеспечивают преобразование падающей солнечной энергии в электрическую с КПД в 35–40%, а трехслойные батареи на основе арсенида галлия имеют КПД до 45%.

Важную роль в повышении энергоэффективности солнечных электростанций играет система регулирования максимальной мощности по

вольт-амперной характеристике солнечной батареи [7]. Отслеживание точки максимальной мощности (MPPT) выполняется с помощью специальных контроллеров MPPT, встроенных в схемы солнечных инверторов. Суть этого метода заключается в том, что контроллер исследует вольт-амперную характеристику солнечной батареи для поиска оптимального режима работы. В оптимальной точке световой поток генерирует максимальную электрическую энергию. Изменение температурного режима также существенно влияет на работоспособность панелей. Из-за высоких температур элементы не только теряют работоспособность, но и могут выйти из строя.

Для этого необходимо, чтобы солнечные лучи падали на фотоэлементы панели под прямым углом. Использование солнечного трекера, оснащенного двухкоординатной системой слежения за Солнцем, обеспечивает повышение энергоэффективности не менее чем на 30-50% по сравнению с электростанциями, не имеющими систем слежения за Солнцем [8] - [10].

Однако наибольший выигрыш в повышении энергоэффективности солнечных электростанций достигается за счет использования солнечных трекеров. Солнечный трекер - это устройство, которое позволяет отслеживать движение солнца по небу и перемещать солнечную панель в положение, в котором она наиболее эффективно поглощает солнечные лучи.

Принцип работы устройства основан на расчете положения Солнца и настройке азимутального и зенитного углов поворота рабочей поверхности солнечной панели для ориентации на Солнце. Исходными данными для расчетов являются точные географические координаты местонахождения трекера, а также текущие дата и время. Для определения координат и времени трекер оснащается приемником ГЛОНАСС / GPS. В зависимости от полученных сигналов спутниковой навигационной системы, контроллер системы управления дает сервоприводу команду на перемещение солнечных батарей. Сервопривод включает в себя электродвигатель, способный изменять направление вращения вала, что позволяет панели перемещаться в разных направлениях.

Солнечные трекеры имеют несколько конфигураций, используют разные алгоритмы ориентации на солнце и оснащаются разными приводными механизмами. Несмотря на эти различия, требования к солнечным трекерам одинаковы:

- низкое энергопотребление;
- возможность автономной работы в течение длительного срока эксплуатации;
- непрерывность высокоточного сопровождения небесного объекта в условиях его оптической ненаблюдаемости.

Последнее требование оказывается особенно важным с точки зрения обеспечения максимальной эффективности солнечных элементов. Относительная величина потерь энергии ΔE в зависимости от ошибок слежения по азимуту и углу места определяется по следующей формуле:

$$\Delta E = 1 - \cos \Delta\alpha \cdot \cos \Delta\beta ,$$

где $\Delta\alpha$ – ошибка слежения за азимутом; $\Delta\beta$ – ошибка отслеживания высоты.

В таблице 1 показаны потери энергии от солнечных батарей при разной точности слежения за Солнцем.

Таблица 1

Потеря энергии от солнечной батареи с различной точностью отслеживания

Ошибка слежения за солнцем, градус	0,5	1	2	3	4	5
Потеря энергии при отслеживании, %	0,0076	0,03	0,12	0,27	0,48	0,76

Таким образом, чтобы панель улавливала более 99% энергии прямых лучей и 100% рассеянного света, трекер должен отслеживать Солнце с точностью $\pm 5^\circ$. В то же время на точность отслеживания влияет множество внешних факторов. Среди этих факторов ведущее место занимает ветровая нагрузка. Ветровая нагрузка существенно влияет на момент нагрузки, приложенный к валу электромеханического привода солнечного трекера. Большие ветровые нагрузки не позволяют солнечной раме отслеживать солнце

и, в худшем случае, могут повредить исполнительный механизм слежения. При этом расчет ветровой нагрузки для конкретной установки - сложная задача, так как необходимо учитывать не только метеорологические особенности местности, где планируется установка, но также наличие зданий и сооружений в непосредственной близости от солнечной электростанции, искусственные и естественные препятствия, влияние деталей и конструктивных элементов самой установки для распределения ветрового потока. Поэтому очень важна разработка алгоритма работы контроллера слежения за солнцем и блока управления электромеханическими исполнительными механизмами, обеспечивающего сохранение требуемой точности слежения для заданного диапазона ветровых нагрузок в выбранных условиях. Такой подход позволяет упростить расчеты без учета особенностей местности и вариантов установки.

II. ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОЛНЕЧНЫМ ТРЕКЕРОМ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ВЕТРОВОЙ НАГРУЗКИ

Рассмотрим функциональную схему системы управления солнечным трекером, представленную на рис. 1.

На данной функциональной схеме объектом управления является двухкоординатный исполнительный механизм для перемещения рамы с солнечной батареей. В качестве исполнительного механизма часто используются электроприводы с шаговыми двигателями. В шаговых двигателях нет трущихся деталей. Это определяет их высокую надежность и длительный срок службы. Еще одно преимущество шаговых двигателей - отсутствие специального датчика положения.

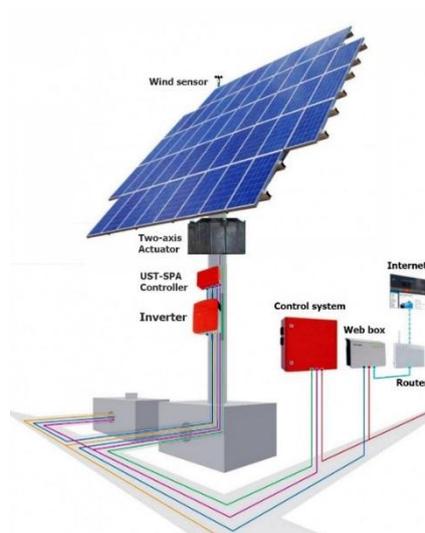


Рис. 1. Функциональная схема системы управления солнечным трекером

Управляющая часть системы содержит задающее устройство и систему управления. Задающее устройство реализован на контроллере UST-SPA, который рассчитывает положение солнца через определенные промежутки времени. Используя внутренние часы устройства, программа SPA (Solar Position Algorithm) вычисляет зенитный и азимутальный углы Солнца с учетом местоположения трекера (широта, долгота, высота). Информация о положении солнца отправляется в систему управления, которая генерирует управляющие воздействия на исполнительный механизм, обеспечивающий переориентацию солнечных панелей в расчетное положение.

Кроме того, в систему управления солнечным трекером входят: датчик ветра, инвертор и система удаленного доступа.

Датчик ветра позволяет рассчитать величину дополнительного момента от ветровой нагрузки, действующей на раму с солнечной батареей.

Инвертор преобразует постоянное напряжение, поступающее от полезной нагрузки трекера, в переменное и передает его потребителю или на приемную станцию, а также обеспечивает питание самого трекера.

Системы удаленного доступа включают веб-блок и маршрутизатор, которые используются для организации удаленного мониторинга и управления системой.

Система управления солнечным трекером позволяет осуществлять непрерывное слежение за Солнцем различными способами:

- программное управление (слежение) от микроконтроллера по заранее заданным координатам (по азимуту и углу места);
- в режиме постоянного поиска максимума энергии, вырабатываемой солнечной батареей;
- с использованием датчиков положения Солнца и следящих электроприводов, осуществляющих режим непрерывного слежения (или непрерывно-дискретного) за Солнцем.

При использовании программного управления слежение осуществляется по заранее заданному предполагаемому положению Солнца на небосводе. Причем перемещение происходит даже тогда, когда плотность облаков высока и точное слежение за Солнцем не дает выигрыша в генерируемой энергии. В этом случае возникает дополнительный расход электрической энергии в электроприводах на перемещение рамы с солнечной батареей.

В режиме постоянного поиска максимума энергии, вырабатываемой солнечной батареей, происходит ее непрерывное перемещение по азимуту и углу места. При этом двигатели потребляют большое количество энергии, даже когда солнечная батарея находится в тени. Еще одним недостатком этого способа слежения является неточность слежения из-за нелинейности вольтамперной характеристики солнечной батареи.

Использование новых датчиков положения Солнца, которые обеспечивают высокую точность слежения за Солнцем и высокую надежность в работе, приводит к тому, что этот способ слежения становится наиболее предпочтительным.

В системе управления солнечным трекером при действии ветровой нагрузки необходимо либо вводить дополнительный контур управления для компенсации влияния момента от действия ветровой нагрузки, либо использовать алгоритм работы контроллера слежения за Солнцем, который

обеспечивает сохранение устойчивости и качества процессов управления при наличии внешних воздействий.

В первом случае в состав системы управления необходимо ввести тензометрический датчик, который позволит рассчитать величину дополнительного момента в электромеханической части с шаговым двигателем от действия ветровой нагрузки, и разработать алгоритм для согласованной работы контроллера слежения за Солнцем и блока управления электромеханическими исполнительными механизмами, который обеспечивает компенсацию момента ветровой нагрузки.

Все это существенно усложняет структуру системы управления. В связи с этим в данной работе мы рассмотрим второй подход к построению робастной системы управления солнечным трекером.

III. РОБАСТНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОЛНЕЧНЫМ ТРЕКЕРОМ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИИ СВЕРХУСТОЙЧИВОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Нелинейная система слежения за Солнцем, включающая специализированный контроллер слежения, шаговый двигатель для обеспечения заданного перемещения в обеих координатах, силовые приводы шагового двигателя, которые могут управлять амплитудой тока и регулировать шаг движения, червячные редукторы в сочетании с цилиндрическими редукторами для обеспечения требуемого крутящего момента вращения рамы с солнечной батареей, а также для удержания рамы под действием ветровой нагрузки при выключенном двигателе, описывается совокупностью обыкновенных дифференциальных уравнений следующего вида

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x, u); \\ y(t) &= \varphi(x),\end{aligned}\tag{1}$$

с векторами $x \in R^n$, $u \in R^l$, $y \in R^m$ переменных состояния, управления и выходными координатами, соответственно. При этом переменные состояния являются величинами, которые описывают электромагнитные и электромеханические процессы в трекере, управляющие воздействия задают положение механизма по

азимуту и углу места, а выходные координаты - это фактическое положение механизма по азимуту и углу места.

Потребуем, чтобы система (1) сохраняла экспоненциальную устойчивость в следующей области пространства состояний

$$p_i \leq x_i \leq q_i, \quad i = \overline{1, n}. \quad (2)$$

Для этого проведем линеаризацию ее математической модели в вершинах параллелепипеда, ограниченного условиями (2). В результате получаем следующий спектр линеаризованных моделей

$$\dot{x}(t) = A_k x(t) + B_k u(t) + X_k(x, u), \quad X_k(0, t) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, 2^n, \quad (3)$$

где $X_k(x, u)$ – совокупность только нелинейных членов ряда выше первого порядка малости относительно $(x(t), u(t))$.

Для оценки устойчивости линеаризованных систем воспользуемся понятием сверхустойчивости, введенным в работах [11] - [12]. Согласно этим работам система является сверхустойчивой, если для ее матрицы $A = [a_{ij}]_{n \times n}$ выполняется условие

$$\sigma(A) = \min_i \left(-a_{ii} - \sum_{j \neq i} |a_{ij}| \right) > 0 \quad (4)$$

При этом непосредственное применение условия (4) к совокупности моделей (3) приводит к так называемой (n, p) сложной проблеме, т.к. количество матриц A_k в (3) растет по экспоненциальной зависимости от порядка системы. В связи с этим воспользуемся следующим приемом. На основе (3) сформируем интервальную матрицу $\tilde{A} \in M_{n \times n}(I(R))$, $\tilde{A} = [\tilde{a}_{ij}]_{n \times n}$, где $M_{n \times n}(I(R))$ - множество матриц, элементами которых являются вещественные интервалы $I(R)$; $\tilde{a}_{ij} = [a_{ij}; \bar{a}_{ij}]$ - интервальные элементы этой матрицы, нижние и верхние границы которых вычисляются следующим образом. В случае, когда функции $f'_x(x, u), f'_u(x, u)$ являются монотонными в области (2) или, что тоже самое, функции $f''_x(x, u), f''_{xu}(x, u), f''_u(x, u)$ являются знакоопределенными в этой области, тогда

$$\underline{a}_{ij} = \min_k a_{ij}^k; \quad \bar{a}_{ij} = \max_k a_{ij}^k; \quad (5)$$

где $A_k = [a_{ij}^k]_{n \times n}$, $k = 1, 2, \dots, 2^n$, $i, j = \overline{1, n}$.

В противном случае

$$\underline{a}_{ij} = \min_{p_i \leq x_i \leq q_i} f'_x(x, 0); \quad \bar{a}_{ij} = \max_{p_i \leq x_i \leq q_i} f'_x(x, 0). \quad (6)$$

где $i, j = \overline{1, n}$.

Введенная матрица позволяет сформулировать следующее утверждение.

Утверждение. Область (2) пространства состояний системы (1) является областью устойчивости, если

$$\sigma(A) = \min_i \left(-\bar{a}_{ii} - (\text{sum1})^\alpha (\text{sum2})^{1-\alpha} \right) > 0, \quad (7)$$

где $\text{sum1} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \max \left\{ \underline{a}_{ji}; |\bar{a}_{ji}| \right\}$, $\text{sum2} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \max \left\{ \underline{a}_{ij}; |\bar{a}_{ij}| \right\}$, $0 \leq \alpha \leq 1$, $i = \overline{1, n}$.

Доказательство этого утверждения основано на теореме Островского [13]. Согласно этой теореме, если для некоторой матрицы A выполняются соотношения

$$|a_{ii}| > \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (8)$$

то $\det A \neq 0$. В самом деле, пусть $\det A = 0$. Тогда уравнение $Ax = 0$ имеет нетривиальное решение x^* , т.е.

$$\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j^* = 0, \quad i = \overline{1, n}.$$

Отсюда следует, что $|a_{ii}| \cdot |x_i^*| \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \cdot |x_j^*|$ и поскольку предполагается

выполнение (8), то

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha} |x_i^*| \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}|^\alpha |a_{ij}|^{1-\alpha} |x_j^*|, \quad (9)$$

где $i = \overline{1, n}$.

Воспользуемся теперь неравенством Гельдера применительно к двум неотрицательным n -векторам V и W

$$\sum_{i=1}^n v_i w_i \leq \left(\sum_{i=1}^n (v_i)^{1/\alpha} \right)^\alpha \left(\sum_{i=1}^n (w_i)^{1/(1-\alpha)} \right)^{1-\alpha}.$$

Применяя это неравенство к правой части (9), получим

$$\begin{aligned}
& \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha} |x_i^*| \leq \\
& \leq \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(|a_{ij}|^\alpha \right)^{1/\alpha} \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(|a_{ij}|^{1-\alpha} |x_j^*| \right)^{1/(1-\alpha)} \right)^{1-\alpha} = \\
& = \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(|a_{ij}|^{1-\alpha} |x_j^*| \right)^{1/(1-\alpha)} \right)^{1-\alpha}.
\end{aligned}$$

Отсюда следует

$$\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right) \cdot |x_i^*|^{1/(1-\alpha)} \leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \cdot |x_j^*|^{1/(1-\alpha)}.$$

Просуммируем эти неравенства по i и учтем, что хотя бы для одного слагаемого это неравенство строгое. Тогда получим

$$\sum_{i=1}^n \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right) \cdot |x_i^*|^{1/(1-\alpha)} < \sum_{i=1}^n \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \cdot |x_j^*|^{1/(1-\alpha)} = \sum_{j=1}^n \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n |a_{ij}| \cdot |x_j^*|^{1/(1-\alpha)}.$$

Поскольку мы пришли к противоречию, это и доказывает, что если выполняется (7), то допущение о $\det A = 0$ является неверным. И наоборот, если $\det A = 0$, то (7) не выполняется, а это значит

$$|a_{ii}| \leq \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha}, \quad i = \overline{1, n}. \quad (10)$$

Продолжим доказательство следующим образом. Для каждого собственного числа λ_i справедливо равенство $\det(\lambda_i I_n - A) = 0$. Тогда для матрицы $(\lambda_i I_n - A)$ выполняются условия (10), т.е.

$$|\lambda_i - a_{ii}| \leq \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha}, \quad i = \overline{1, n}.$$

Таким образом, каждое собственное число λ_i принадлежит к области, ограниченной окружностью с центром в точке a_{ii} и радиусом

$$R_i = \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha}, \quad i = \overline{1, n}.$$

Следовательно, для локализации собственного числа λ_i в левой полуплоскости комплексной плоскости требуется, чтобы расстояние $-a_{ii}$ от мнимой оси до центра круга было больше его радиуса, т.е.

$$-a_{ii} > \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha}, \text{ или}$$

$$-a_{ii} - \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha} > 0.$$

Если подобное неравенство будет выполняться для минимальной величины

$$\sigma(A) = \min_i \left(-a_{ii} - \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}| \right)^{1-\alpha} \right) > 0, \quad (11)$$

то в остальных случаях оно будет выполняться заведомо.

В свою очередь, чтобы аналогичные условия выполнялись для интервальной матрицы \tilde{A} , достаточно потребовать выполнения условия (10) для минимального расстояния от мнимой оси до центра круга $a_{ii}^* = \bar{a}_{ii}$ и для максимально возможного радиуса

$$R_i = \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ij}^*| \right)^\alpha \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n |a_{ji}^*| \right)^{1-\alpha}, \quad i = \overline{1, n},$$

где $a_{ij}^* = \max \{ |a_{ij}|; |\bar{a}_{ij}| \}$.

Что завершает доказательство утверждения.

Воспользуемся теперь доказанным утверждением для синтеза робастной системы управления солнечным трекером.

IV. СИНТЕЗ РОБАСТНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СОЛНЕЧНЫМ ТРЕКЕРОМ

Объектом управления в этой системе является мехатронный модуль, в состав которого входят шаговый двигатель и исполнительный механизм (платформа с установленной на ней солнечной батареей и устройством слежения). Мехатронный модуль перемещается на заданный угол поворота

платформы α по командам от блока управления. Этот блок обеспечивает последовательное и синхронное вращение мехатронного модуля с помощью шагового двигателя.

Движение шагового двигателя в соответствии с [14] описывается уравнением нелинейного консервативного звена:

$$\frac{J_{TM}}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} - M_{LM} = M_{ST}^* \sin(\gamma^* - \theta). \quad (12)$$

Здесь J_{TM} - суммарный момент инерции, p - количество пар полюсов шагового двигателя, θ - угол поворота ротора шагового двигателя, M_{LM} - суммарный момент механической нагрузки, M_{ST}^* - заданная амплитуда синхронизирующего момента, γ^* - заданный угол вектора тока.

В свою очередь, нелинейное уравнение движения исполнительного механизма имеет вид

$$J_{SP} \frac{d\omega_\alpha}{dt} = M_{SP}(M_{ST}, \theta), \quad (13)$$

где J_{SP} - момент инерции исполнительного механизма, ω_α - угловая скорость вращения исполнительного механизма, $M_{SP}(M_{ST}, \theta)$ - крутящий момент исполнительного механизма, M_{ST} - синхронизирующий момент шагового двигателя.

Потребуем, чтобы область устойчивости системы управления удовлетворяла следующим ограничениям

$$0 \leq \alpha \leq 3,14 \text{ рад.}, \quad 0 \leq \omega_\alpha \leq 5 \text{ рад./с}, \quad 0 \leq \omega_\theta \leq 5 \text{ рад./с}.$$

Проведем линеаризацию уравнений (12) и (13) в граничных точках заданной области пространства состояний. В результате получим линеаризованную интервальную модель объекта управления следующего вида

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}x(t) + \tilde{B}u(t).$$

Здесь $x(t) = [x_\alpha(t) \quad x_{\omega_\alpha}(t) \quad x_{\omega_\theta}(t)]^T$ - вектор переменных состояния, $u(t) = [u_{M_{ST}}(t) \quad u_\gamma(t)]^T$ - вектор управляющих воздействий. Элементы интервальных матриц

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} \tilde{a}_{11} & \tilde{a}_{12} & \tilde{a}_{13} \\ \tilde{a}_{21} & \tilde{a}_{22} & \tilde{a}_{23} \\ \tilde{a}_{31} & \tilde{a}_{32} & \tilde{a}_{33} \end{bmatrix}; \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \tilde{b}_1 & 0 \\ 0 & \tilde{b}_2 \end{bmatrix}$$

меняются в следующих пределах

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{11} &= [-2,07; -1,56]; \quad \tilde{a}_{12} = [0; 0]; \quad \tilde{a}_{13} = [-1; -1]; \\ \tilde{a}_{21} &= [-15,8; -9,5]; \quad \tilde{a}_{22} = [-6,7; -4,82]; \quad \tilde{a}_{23} = [-0,43; -0,41]; \\ \tilde{a}_{31} &= [-5,76; -4,3]; \quad \tilde{a}_{32} = [-0,037; -0,0058]; \\ \tilde{a}_{33} &= [-0,22; -0,16]; \\ \tilde{b}_1 &= [-30,7; -19,0]; \quad \tilde{b}_2 = [-3,18; -2,26]. \end{aligned}$$

Управляющие воздействия для шагового двигателя будем искать в следующем виде

$$\begin{aligned} u_{MST}(t) &= K_{11}x_\alpha(t) + K_{12}x_{\omega_\alpha}(t) + K_{13}x_{\omega_\theta}(t); \\ u_\gamma(t) &= K_{21}x_\alpha(t) + K_{22}x_{\omega_\alpha}(t) + K_{23}x_{\omega_\theta}(t). \end{aligned}$$

Используя правила интервальной арифметики, рассчитаем интервальные значения элементов матрицы замкнутой системы

$$\tilde{C} = \tilde{A} + \tilde{B}K = \begin{bmatrix} \tilde{c}_{11} & \tilde{c}_{12} & \tilde{c}_{13} \\ \tilde{c}_{21} & \tilde{c}_{22} & \tilde{c}_{23} \\ \tilde{c}_{31} & \tilde{c}_{32} & \tilde{c}_{33} \end{bmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \tilde{c}_{11} &= [-2,07; -1,56]; \quad \tilde{c}_{12} = [0; 0]; \quad \tilde{c}_{13} = [-1; -1]; \\ \tilde{c}_{21} &= [-15,8 - 30,7K_{11}; -9,5 - 19,0K_{11}]; \\ \tilde{c}_{22} &= [-6,7 - 30,7K_{12}; -4,82 - 19,0K_{12}]; \\ \tilde{c}_{23} &= [-0,43 - 30,7K_{13}; -0,41 - 19,0K_{13}]; \\ \tilde{c}_{31} &= [-5,76 - 3,18K_{21}; -4,3 - 2,26K_{21}]; \\ \tilde{c}_{32} &= [-0,037 - 3,18K_{22}; -0,0058 - 2,26K_{22}]; \\ \tilde{c}_{33} &= [-0,22 - 3,18K_{23}; -0,16 - 2,26K_{23}]. \end{aligned}$$

Эта проблема может быть решена в рамках классической интервальной арифметики с использованием алгебраических свойств интервальных операций. В то же время использование при выполнении интервальных вычислений полной интервальной арифметики, например, арифметики Каухера, гарантирует получение минимальных внешних оценок для соответствующих интервальных значений.

Теперь сформируем совокупность элементов «наихудшей» с точки зрения устойчивости матрицы C^*

$$\begin{aligned} c_{11}^* &= -1,56; \quad c_{22}^* = (-4,82 - 19,0K_{12}); \quad c_{33}^* = (-0,16 - 2,26K_{23}); \\ c_{12}^* &= 0; \quad c_{13}^* = 1; \quad c_{21}^* = 15,8 + 30,7K_{11}; \quad c_{23}^* = 0,43 + 30,7K_{13}; \\ c_{31}^* &= 5,76 + 3,18K_{21}; \quad c_{32}^* = 0,037 + 3,18K_{22}. \end{aligned}$$

Для обеспечения условия (7) сверхустойчивости исследуемой системы требуется выполнение следующей совокупности неравенств

$$\begin{aligned}\sigma_1(C) &= 1,56 - 1 = 0,56 > 0; \\ \sigma_2(C) &= 4,82 + 19,0K_{12} - 15,8 - 30,7K_{11} - 0,43 - 30,7K_{13} = \\ &= -11,41 + 19,0K_{12} - 30,7K_{11} - 30,7K_{13} > 0; \\ \sigma_3(C) &= 0,16 + 2,26K_{23} - 5,76 - 3,18K_{21} - 0,037 - 3,18K_{22} = \\ &= -5,637 + 2,26K_{23} - 3,18K_{21} - 3,18K_{22} > 0.\end{aligned}$$

Преобразуя эту систему неравенств, получаем

$$\begin{aligned}-30,7K_{11} + 19,0K_{12} - 30,7K_{13} &> 11,41; \\ -3,18K_{21} + 2,26K_{23} - 3,18K_{22} &> 5,637.\end{aligned}$$

Let us set in the first inequality $K_{11} = K_{13} = 1$, then $K_{12} > 3.83$. Similarly for the second inequality $K_{21} = K_{22} = 1$, then $K_{23} > 5.31$.

Зададим в первом неравенстве $K_{11} = K_{13} = 1$, тогда $K_{12} > 3,83$. Аналогично для второго неравенства $K_{21} = K_{22} = 1$, тогда $K_{23} > 5,31$.

Для параметров управляющей части, удовлетворяющих полученным условиям, например,

$$K = \begin{bmatrix} 1,00 & 3,90 & 1,00 \\ 1,00 & 1,00 & 6,00 \end{bmatrix},$$

осуществим моделирование синтезированной системы в точках заданной области, соответствующих правым (рис. 2, а) и левым (рис. 2, б) границам интервальных элементов матрицы замкнутой системы.

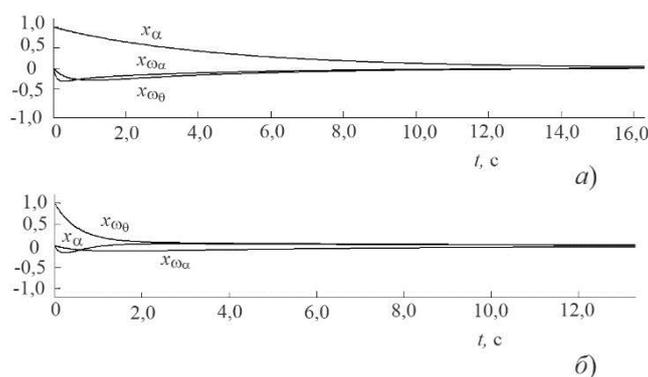


Рис. 2. Результаты моделирования системы управления солнечным трекером для правой (а) и левой (б) границ интервальных элементов матрицы замкнутой системы

Как показывают результаты моделирования, качество переходных процессов сохраняется во всем диапазоне изменения параметров системы управления.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ тенденций развития современной электроэнергетики раскрывает широкие перспективы использования возобновляемых источников энергии. Стремление уменьшить выбросы парниковых газов дает большой импульс к дальнейшему увеличению использования солнечной энергетики. Ежегодный прирост установленной мощности солнечных фотоэлектрических станций достигает около 100 ГВт/год. Такой рост во многом объясняется использованием электроэнергетических систем нового поколения, основанных на инновационных принципах организации и управления функционированием и развитием. Эти системы обеспечивают эффективное использование возобновляемых природных ресурсов для надежного обеспечения потребителей высококачественной электрической энергией. Прежде всего, это связано с повышением эффективности энергоустановок с солнечными батареями, особенно автономных фотоэлектрических энергоустановок, за счет использования системы непрерывного автоматического слежения солнечных батарей за Солнцем.

Однако существует ряд факторов, существенно снижающих производительность солнечных батарей в неблагоприятных погодных условиях, что является наиболее значительным препятствием для перехода к зеленой энергетике. В частности, снижение производительности связано с влиянием ветровой нагрузки на точность позиционирования солнечных батарей, а также с сильным рассеянием солнечных лучей облаками в пасмурную погоду. Адаптация системы управления солнечным трекером к различным метеорологическим факторам является сложной задачей, поскольку требует расчета ветровой нагрузки и потока солнечной энергии, поступающей на поверхность фотоэлектрических установок при сильной облачности, с учетом особенности местности, где планируется размещение установки. Указанные обстоятельства обуславливают актуальность задачи обеспечения устойчивости и качества процессов управления в условиях неполной информации о характеристиках окружающей среды, ее неопределенности и изменчивости, что

является характерным для реальной эксплуатации солнечных электроэнергетических систем.

Рассмотренный в статье метод синтеза робастного управления в условиях интервальной неопределенности представляет существенный интерес для широкого класса солнечных электростанций, в том числе использующих солнечные трекеры. Предложенный математический аппарат, основанный на использовании теоремы Островского, устанавливает непосредственную связь между показателями робастности и качества управления, характеризующими динамические процессы в исследуемых системах, что обеспечивает сохранение работоспособности системы при наличии неопределенных параметрических возмущений. Показано, что метод локализации характеристических чисел замкнутой системы позволяет свести задачу синтеза к решению системы алгебраических неравенств относительно неизвестных параметров управляющей части системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. C. Ranhotigamage, S. C. Mukhopadhyay, "Field Trials and Performance Monitoring of Distributed Solar Panels Using a Low-Cost Wireless Sensors Network for Domestic Applications", *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, no. 10, 2011, pp. 2583-2590, doi: 10.1109/JSEN.2011.2150214.
2. M. Ejgar, B. Momin, T. Ganu, "Intelligent monitoring and maintenance of solar plants using real-time data analysis," 2017 IEEE International Conference on Consumer Electronics-Asia (ICCE-Asia), 2017, pp. 133-138, doi: 10.1109/ICCE-ASIA.2017.8307844.
3. S. Makhija, et al. "Design & implementation of an automated dual-axis solar tracker with data-logging", 2017 International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC), 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICISC.2017.8068708.
4. A. Saymbetov, et al. "Dual-axis schedule tracker with an adaptive algorithm for a strong scattering of sunbeam", *Solar Energy*, vol. 224, 2021, pp. 285-297, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.06.024>.
5. I. M. Kirpichnikova, V. Shestakova, "Problems of Using Solar Photovoltaic Panels and Ways to Increase their Efficiency," 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICIEAM48468.2020.9112044.
6. N. Kuttybay, et al. "An Automated Intelligent Solar Tracking Control System With Adaptive Algorithm for Different Weather Conditions," 2019 IEEE International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems (I2CACIS), 2019, pp. 315-319, doi: 10.1109/I2CACIS.2019.8825098.
7. V. Narayanan, S. Kewat, B. Singh, "Real-Time Implementation of CLMS Algorithm in 3P4W Solar PV-BES-Based Microgrid System," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 1, 2021, pp. 795-804, doi: 10.1109/TIA.2020.3031873.
8. M. T. Bin Mostafa, S. M. T. A. Choudhury, S. Hosain, "Design and Performance Analysis of a Dual Axis Solar Tracker," 2019 IEEE 1st International Conference on Energy, Systems and Information Processing (ICESIP), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICESIP46348.2019.8938338.

9. S.K. Tiwari, B. Singh, P. K. Goel, "Design and Control of Microgrid Fed by Renewable Energy Generating Sources," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 3, pp. 2041-2050, May-June 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2793213.
10. S. K. Tiwari, B. Singh, P. K. Goel, "Design and Control of Autonomous Wind–Solar System With DFIG Feeding 3-Phase 4-Wire Loads," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 2, pp. 1119-1127, March-April 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2780168.
11. Поляк Б.Т., Щербачков П.С. Робастная устойчивость и управление. - М.: Наука, 2002. 312 с.
12. Ефанов В.Н., Муфаззалов Д.Ф. Робастное управление сложными системами на основе согласованной локализации сингулярных и характеристических чисел // Системы управления и информационные технологии. №4(74), 2018. С. 7-12.
13. A. Ostrowski "Uber die Determinanten mit uberwiegender Hauptdiagonale", Comment. Math. Helv., vol. 10, 1937–38, pp. 69 – 96.
14. Балковой А.П. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П. Балковой, В.К. Цаценкин. М.: Издательский дом.

Поповцев В., Патраков Ю., Демкович В.
Уральский федеральный университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГАЗОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ОТКЛЮЧЕНИИ ЭЛЕГАЗОВОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

Аннотация: В статье моделируются газодинамические процессы, происходящих в дугогасительной камере элегазового выключателя 110 кВ при его коммутации. Выполнен аналитический расчет газодинамических характеристик элегазового колонкового высоковольтного выключателя ВГТ-110 по методике Чунихина А.А. без учета дуговых процессов. Было произведено численное моделирование газодинамики при постановке задачи с подвижной сеткой без учета теплообмена с дугой. Проведен сравнительный анализ полученных результатов аналитического и численного расчетов.

Ключевые слова: Элегазовый высоковольтный выключатель, гашение дуги, численный расчет газодинамики, турбулентность, дуга отключения, подвижная сетка.

I. СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ЕНЭС	Единая национальная электроэнергетическая система
ВВ	Высоковольтный выключатель
ЭЭС	Электроэнергетическая система
ПАО ФСК	Публичное акционерное общество «Федеральная сетевая компания»
ДГУ	Дугогасительное устройство
ТКЗ	Ток короткого замыкания
АВН	Аппарат высокого напряжения
МКП	Межконтактный промежуток
ЭП	Электрическое поле
ДГК	Дугогасительная камера
ЭМ	Электромагнит
ГД	Газо/гидродинамика
МГД	Магнитная гидродинамика
ХХ	Холостой ход
ПК	Программный комплекс

II. ВВЕДЕНИЕ

Увеличение потребляемой мощности в ЕНЭС России наряду с расширением технической и нормативной базы подразумевает количественное увеличение используемого оборудования или его замену. ВВ как один из наиболее важных элементов ЭЭС, обеспечивающий ее надежность, наиболее остро реагирует на рост электропотребления с точки зрения предъявления к нему особенно жестких требований по коммутационной способности [1].

В отечественной практике особый научный интерес проявляется к элегазу, как дугогасительной среде в ВВ несмотря на то, что расчет процесса дугогашения в элегазе требует огромную вычислительную мощность. Интерес к элегазовым ВВ подкрепляется нормативными документами ПАО «ФСК–Россети» (положение «О единой технической политике в электросетевом комплексе»), в которых закреплено решение о преимущественном применении элегазовых выключателей на класс напряжения 110 кВ и выше. Согласно цифровой политике компании ПАО «ФСК–Россети» (концепция «Цифровая трансформация 2030»), одним из лучших способов точно контролировать работу электрооборудования является применение эффективной системы мониторинга. Таким образом, расчет и моделирование внутренних процессов, происходящих в ДГУ ВВ представляет особый научный интерес как в области эксплуатации оборудования, так и в области выключателестроения. Необходимость в создании цифровой модели ВВ, а точнее его ДГУ также диктуется ростом ТКЗ в сетях 110 кВ и выше [2], [3] в связи с чем одним из вариантов повышения коммутационной способности выключателей является оптимизация их конструкции либо создание новых аппаратов [4].

Однако, разработка и конструирование коммутационных АВН является дорогостоящим мероприятием, т.к. требует многочисленных экспериментальных изысканий как на физических моделях, так и на опытных образцах. Кроме того, возникает необходимость в учете противоречивых требований, предъявляемых к ДГУ выключателя с точки зрения его коммутационной способности, механических характеристик, уровня

электрической изоляции и т.д., на что также требуются временные и финансовые затраты. Поэтому уклон стоит делать в развитие подходов к моделированию сложных мультифизических (газо-, термо- и электродинамических) процессов, возникающих при коммутации ВВ с возможностью верификации полученной модели [1], [5].

III. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ГАЗОДИНАМИКИ

При проектировании элегазового выключателя особую роль уделяют расчету газодинамических процессов, т.к. на скорость восстановления электрической прочности в МКП при отключении ТКЗ влияет не только электрофизические параметры дугогасительной среды, но и остаточное влияние ионизированного газа после погасания дуги. Все усилия конструктора ВВ должны быть направлены не только на скорейшее погасание дуги (желательно после первого перехода через нуль тока отключения), но и на исключение повторного зажигания дуги в начале нового полупериода. Для этого необходимо, чтобы остаточный ствол дуги максимально быстро охладился сжатым элегазом и деионизировался [6]. Однако, в реальности остаточные ионизационные процессы оказывают влияние на распределение ЭП в МКП [7]. Поэтому газодинамические процессы, предшествующие стадии восстановления электрической прочности в МКП необходимо исследовать как для цели минимизации возникновения электрического пробоя, так и для уточнения предпосылок к возникновению теплового пробоя в первой стадии дугогашения.

Опыт конструирования элегазовых ВВ показывает, что процесс дугогашения сильно зависит от геометрических параметров элементов ДГУ – его ДГК. Необходимо рассчитывать сечения проточных элементов таким образом, чтобы скорость и длительность обдуваемого потока, а также обдуваемая площадь дуги были достаточны для обеспечения восстановления электрической прочности МКП. В дополнении нужно учитывать возникновение областей обратных потоков, в которых будет задерживаться горячий газ для исключения возникновения термодинамической закупорки сопла [8].

А. Уравнения газодинамики (численный расчет)

Эффективным подходом к численному решению задач газодинамики является использование системы уравнений Навье-Стокса, включающей в себя закон сохранения массы, закон сохранения импульса и закон сохранения энергии для описания течения жидкости. Если течение нестационарное, то система уравнений для вязкой и сжимаемой жидкости записывается в виде [9], [10]:

$$\begin{cases} \rho \frac{\partial u}{\partial t} + \rho(u \cdot \nabla)u = \nabla \cdot [-pI + K] + F, \\ \frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho u) = 0. \end{cases} \quad (1)$$

где $\rho = \text{const}$ – постоянная плотность; где u – скорость потока м/с; t – время, с; p – давление, Па; K – множители Лагранжа, которые используются для реализации граничного условия; F – вектор объемной силы, Н/м³; I – Интенсивность турбулентности.

$$K = (\mu + \mu_T)(\nabla u + (\nabla u)^T) - \frac{2}{3}(\mu + \mu_T)(\nabla \cdot u)I - \frac{2}{3}\rho kI \quad (2)$$

где T – температура, К; μ – коэффициент динамической вязкости; μ_T – коэффициент кинематической (турбулентной) вязкости.

Турбулентная кинематическая вязкость μ_T определяется [10]:

Для модели $k-\varepsilon$:

$$\mu_T = \rho C_\mu \frac{k^2}{\varepsilon}, \quad (3)$$

где ε – скорость турбулентного рассеивания (диссипация), м²/с³; C_μ – коэффициент турбулентной модели $k-\varepsilon$; k – турбулентная кинетическая энергия, м²/с²

Для модели $k-\omega$:

$$\mu_T = \rho \frac{k}{\omega}, \quad (4)$$

где ω – удельная скорость диссипации, Гц.

Результирующие выражения для $k-\varepsilon$ модели имеют следующий вид [11]:

Уравнение переноса для турбулентной кинетической энергии k :

$$\frac{\partial k}{\partial t} + \rho(u \cdot \nabla)k = \nabla \cdot [(\mu + \mu_T)\nabla k] + P_k - \rho\varepsilon, \quad (5)$$

где σ_k – параметр модели, константа.

Уравнение переноса для диссипации ε :

$$\rho \frac{\partial \varepsilon}{\partial t} + \rho(u \cdot \nabla)\varepsilon = \nabla \cdot \left[\left(\mu + \frac{\mu_T}{1.3} \right) \nabla \varepsilon \right] + C_{\varepsilon 1} \frac{\varepsilon}{k} P_k - C_{\varepsilon 2} \rho \frac{\varepsilon^2}{k} \quad (6)$$

где σ_ε – параметр модели, константа, $C_{\varepsilon 1}, C_{\varepsilon 2}$ – константы интегрирования.

Результирующие выражения $k - \omega$ модели имеют следующий вид:

Уравнение переноса для турбулентной кинетической энергии k :

$$\frac{\partial k}{\partial t} + \rho(u \cdot \nabla)k = \nabla \cdot \left[\left(\mu + \frac{\mu_T}{2} \right) \nabla k \right] + P_k - \beta^* \rho \omega k, \quad (7)$$

где β^* – параметр модели:

$$\beta^* = 0,09 f_\beta, \quad (8)$$

$$f_\beta = \frac{1 + 70\chi_\omega}{1 + 80\chi_\omega} \quad (9)$$

где χ_ω – параметр настройки подвижности, (м·с)/кг:

$$\chi_\omega = \left| \frac{\Omega_{ij}\Omega_{jk}S_{ki}}{(0,09\omega)^3} \right|, \quad (10)$$

где, в свою очередь, Ω_{ij} – тензор средней скорости вращения:

$$\Omega_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial \bar{u}_i}{\partial x_j} - \frac{\partial \bar{u}_j}{\partial x_i} \right), \quad (11)$$

и S_{ij} – тензор средней скорости деформации:

$$S_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial \bar{u}_i}{\partial x_j} + \frac{\partial \bar{u}_j}{\partial x_i} \right), \quad (12)$$

Уравнение переноса для удельной скорости диссипации ω :

$$\rho \frac{\partial \omega}{\partial t} + \rho(u \cdot \nabla)\omega = \nabla \cdot \left[\left(\mu + \frac{\mu_T}{2} \right) \nabla \omega \right] + 0,52 \frac{\omega}{k} P_k - \beta \rho \omega^2, \quad (13)$$

где

$$\beta = 0,104 f_\beta,$$

При этом компонент скорости деформации P_k вычисляется как [11]:

$$P_k = \mu_T \left[\nabla u : (\nabla u + (\nabla u)^T) - \frac{2}{3} (\nabla \cdot u)^2 \right] - \frac{2}{3} \rho k \nabla \cdot u \quad (14)$$

В. Уравнения газодинамики (аналитический расчет)

Аналитический расчет ведется по методике указанной в [8], [12].

Основываясь на методике, принимаются следующие основные допущения:

- 1) нет подвода и отвода тепла при истечении газа (адиабатический процесс);
- 2) процесс истечения газа имеет установившийся характер;

- 3) потери на трение отсутствуют;
- 4) газ считается идеальным;

Все основные соотношения, необходимые для расчета взяты из [11].

Блок-схему аналитического расчета можно представить следующим образом –

Рис. 1:

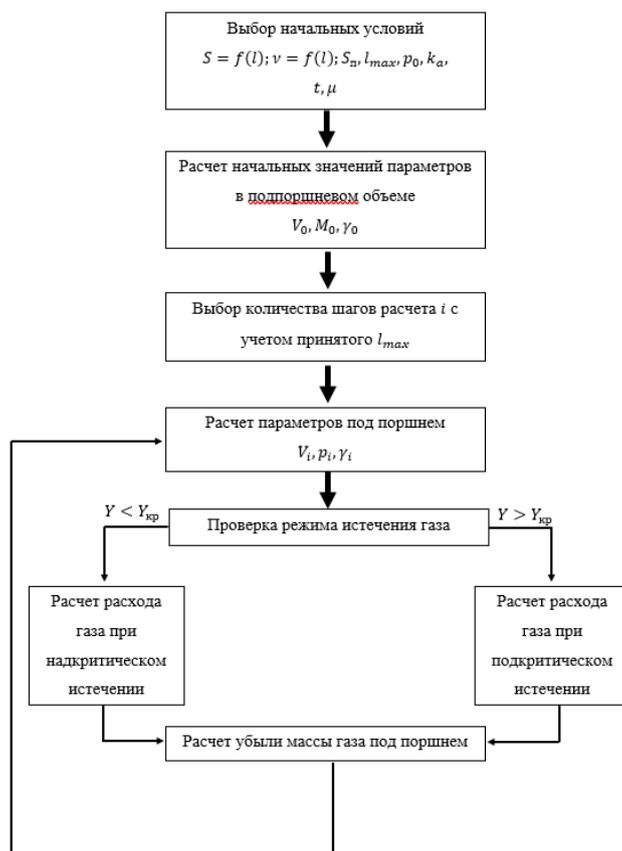


Рис. 1. Блок-схема аналитического расчета

Основной целью расчета является определения параметров поршневого устройства и его скорости, чтобы получить перепад давлений обеспечивающий надкритический режим истечения газа. Для определения режима истечения рассматривается отношение давления под поршнем p_0/p_i где i – шаг расчета, p_0 – начальное давление в подпоршневой области.

IV. РАСЧЕТ ГАЗОДИНАМИКИ ПРИ КОММУТАЦИИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

В качестве объекта исследования для расчета газодинамических процессов был выбран баковый элегазовый выключатель ВЭБ–110 (производство УЭТМ) – Рис. 2.

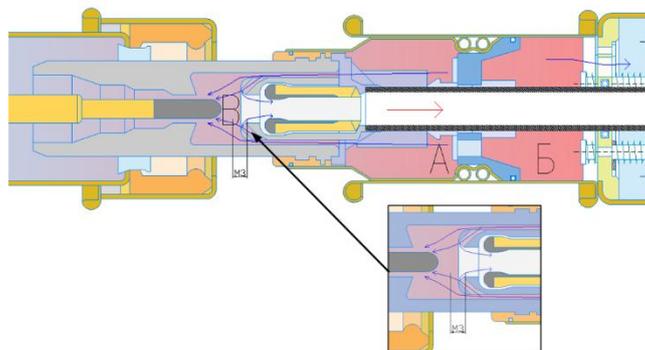


Рис. 2. Путь протекания газа в ДГК двухстороннего дутья:
МЗ – «мертвая» зона; В – МКП

А. Постановка задачи газодинамики с подвижной сеткой

Особенностью данного исследования является моделирование газодинамических процессов с учетом движения подвижных частей объекта исследования. Для обеспечения движения поршня и подвижного контакта используется расчетный модуль *Moving Mesh*.

Учет движения в физике газодинамике происходит за счет добавления параметров скорости для границ расчетной области. Условия для границ выглядят следующим образом [10]:

$$u \cdot n = u_{tr} \cdot n, \quad (15)$$

$$K \cdot n = -\rho \frac{u_{\tau}}{u^{+}} u_{rel,tang}, \quad (16)$$

$$u_{rel} = u - u_{tr}, \quad (17)$$

$$u_{rel,tang} = u_{rel} - (u_{rel} \cdot n)n, \quad (18)$$

$$\nabla k \cdot n = 0, \quad (19)$$

$$\omega = \rho \frac{k}{k_v \delta_w^{+} \mu}, \quad (20)$$

$$\varepsilon = \rho \frac{C_{\mu} k}{k_v \delta_w^{+} \mu} \quad (21)$$

где n – граничная нормаль, с направлением за пределы области; u_{tr} – поступательная скорость стенки, м/с; $u_{rel} = u - u_{tr}$ – относительная скорость, м/с; $u_{rel,tang}$ – относительная тангенциальная скорость; $\nabla k \cdot n = 0$ – Условие

Неймана; u^+ – тангенциальной скорости вблизи стенок; $u_\tau = \sqrt{\tau_w/\rho}$ – скорость трения, которая рассчитывается по напряжению сдвига стенки τ_w ; δ_w^+ – расстояние до стенки.

В ходе расчета из-за движения границ объекта сетка расчетной области сильно деформируется, что уменьшает ее качество и приводит к ошибкам (разрывы, несходимости уравнений и т.д.). С целью устранения данных ошибок было принято использовать функцию *Automatic Remeshing*, которая перестраивает расчетную сетку при достижения ее критически низкого качества.

В. Аналитический расчет

Для аналитического расчета газодинамики необходимы следующие данные: полный ход поршня (контактов), сечение поршня, а также характеристики зависимости сечения выхода элегаза от хода контактов $S = f(l)$. Все параметры, необходимые для аналитического расчета (Таблица I) взяты из приближенных геометрических размеров ДГУ ВВ ВЭБ-110, представленных на Рис. 2.

Таблица I

Параметры аналитического расчета

Описание параметра	Параметр	
	Обозначение	Значение
Полный ход контактов	L_{MAX}	120 мм
Ход контактов до начала дутья	$L_{ВЫХ}$	18 мм
Сечение поршня	$S_{П}$	9 мм ²
Температура окружающей среды	ϑ	40°С
Давление среды внутри аппарата	p_0	0,42 МПа
Коэффициент расхода	μ	0,9
Показатель адиабаты (элегаз)	k_a	1,086

На Рис. 3 и 4 изображены зависимость сечения выхода элегаза от хода поршня $S = f(l)$ и зависимость скорости движения поршня от хода $V = f(l)$.

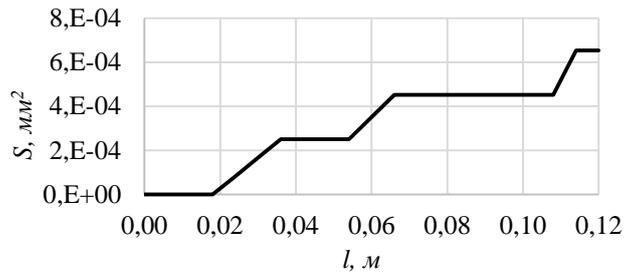


Рис. 3. Зависимость сечения выхода элегаза от движения поршня

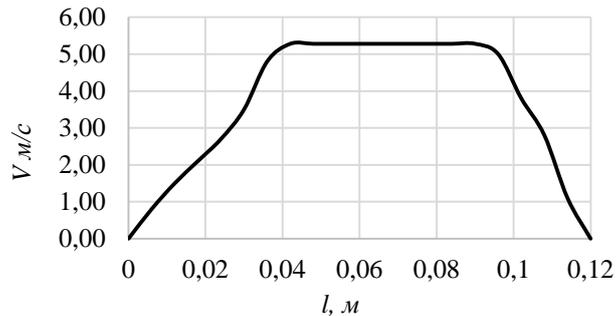


Рис. 4. Зависимость сечения выхода элегаза от движения поршня

Результатами аналитического расчета являются графики изменения давления в подпоршневом объеме и массового секундного расхода в зависимости от хода контакта выключателя.

С. Численный расчет

В качестве расчетной модели для численного расчета использована упрощенная ДГК элегазового выключателя ВЭБ-110 максимально приближенная к реальным размерам. Составные элементы ДГК, не участвующие в расчетах ГД удалены Рис. 5.

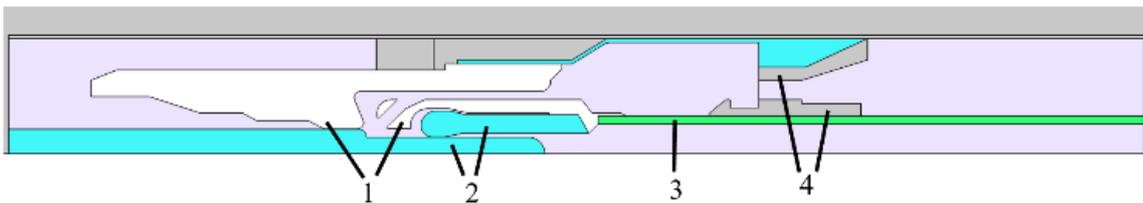


Рис. 5. Расчетная осесимметричная модель ДГК:

1 – основное и малое сопла, 2 – подвижный и неподвижный контакт,
3 – изоляционная тяга, 4 – элементы поршня

Кроме того, для реализации численного расчета с подвижной сеткой необходимо знать не столько зависимости $S = f(l)$ и $V = f(l)$ сколько зависимость хода подвижной части от времени, которая была взята из [4] – Рис. 6.

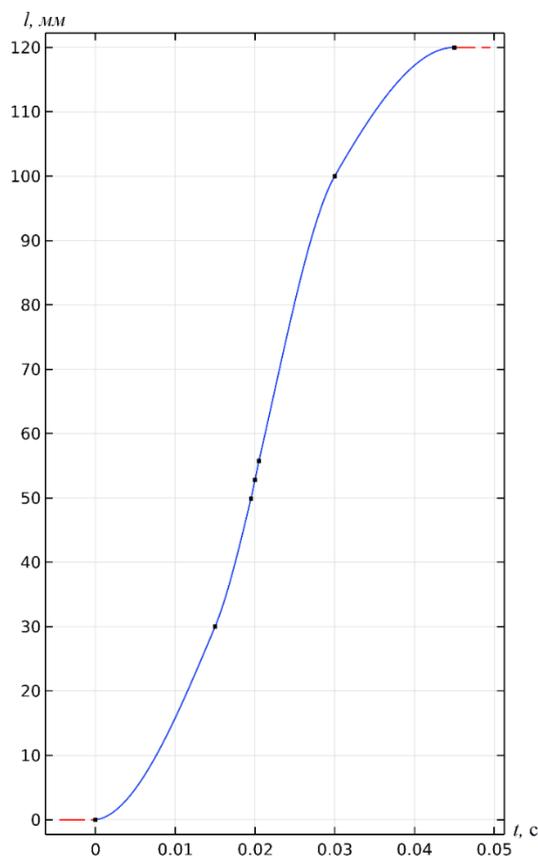


Рис. 6. График зависимости хода подвижной части от времени

Необходимые постоянные и параметры для численного расчета приведены в Таблице 2.

Параметры численного расчета

Описание параметра	Параметр	
	Обозначение	Значение
Давление среды внутри аппарата	p	0,42 МПа
Начальная скорость потока	u	0 м/с
Температура окружающей среды	T	313 К
Константа интегрирования 1 (к-ε модель)	$C_{\varepsilon 1}$	1,44
Константа интегрирования 2 (к-ε модель)	$C_{\varepsilon 2}$	1,92
Коэффициент турбулентной модели к-ε	C_{μ}	0,09
Параметр к-ε модели (турбулентная кинетическая энергия)	σ_k	1
Параметр к-ε модели (- скорость турбулентного рассеивания)	σ_{ε}	1,3
Постоянная фон Кармана	k_v	0,41

С целью упрощения задания граничных условий в численном расчете расчетная область не ограничивается только ДГК. Сетка всей расчетной области представлена на Рис. 7.

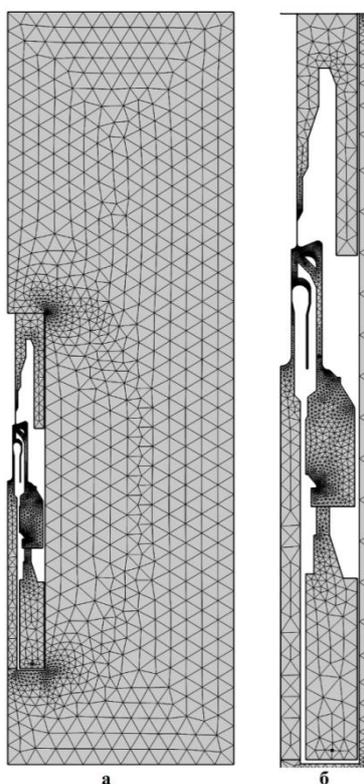


Рис. 7. Сетка расчетной области (а) и сетка ДГК (б)

Время расчет установлено равным 0,045 с (полное время расхождения контактов) с интервалом в 10^{-5} с.

V. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

На Рис. 8 и 9 представлены графически поле скоростей и поле давления газа при разных положениях подвижной части для модели турбулентности k-ε.

На Рис. 8 видно, что в некоторые моменты скорость газа внутри полости подвижного контакта превышает скорость газа в сопле. Но даже в этом случае основной объем газа вытекает через сопло, т.к. площадь сечения сопла больше площади сечения внутри подвижного контакта.

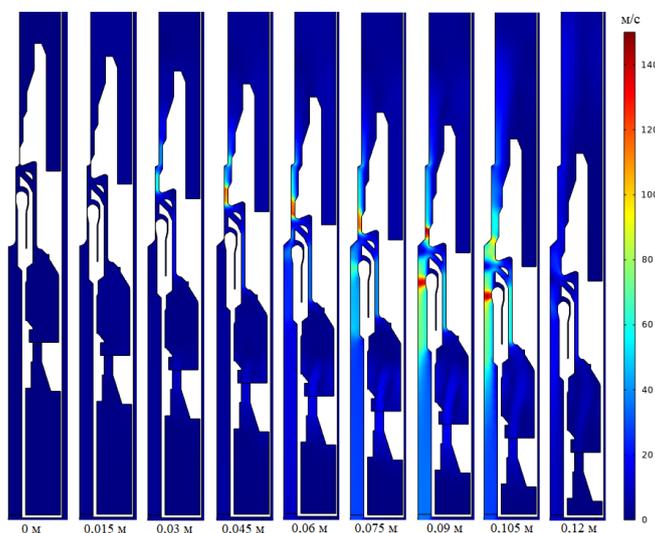


Рис. 8. Поле скоростей (снизу – ход контактов)

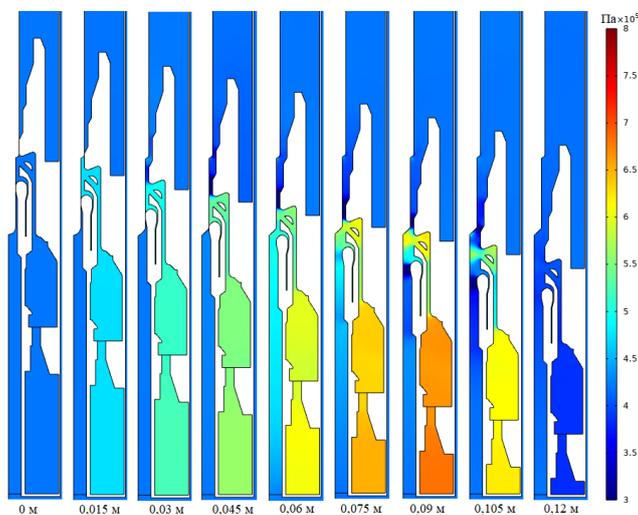


Рис. 9. Поле давления газа (снизу – ход контактов)

Сравнительный анализ численного расчета проведем с результатами аналитического расчета. Т.к. вычисление скорости потока газа в сопле для аналитического расчета не предусмотрено, то сравнение осуществляется по параметрам давления и массового потока. Совмещенные графики представлены на Рис. 10 и 11.

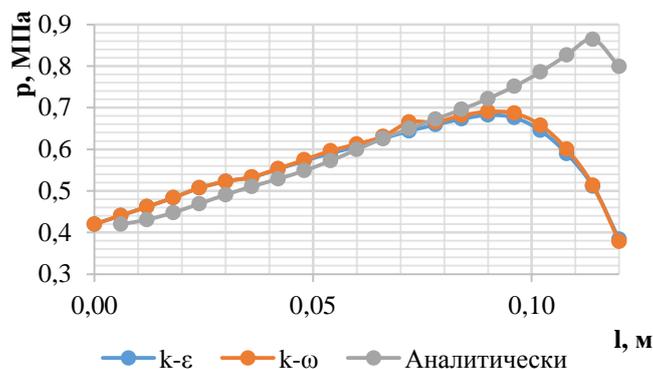


Рис. 10. График изменения давления в подпоршневом объеме

Возрастание давления при аналитическом расчете происходит быстрее чем при численном, при этом максимальное давление достигается позже и является бóльшим, чем при численном расчете. Существенные различия наступают в момент торможения подвижных частей.

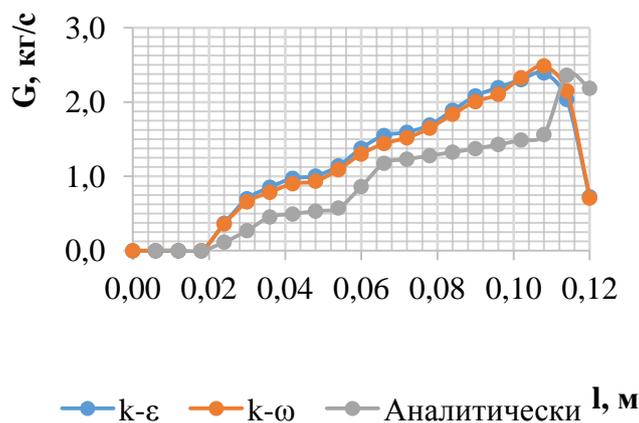


Рис. 11. График массового расхода

Почти во всех точка массовый расход в численном моделировании больше, чем в аналитическом, но при этом он повторяет форму графика

аналитического расчета, которая следует из изменений площади истечения газа, хоть и не такую выраженную.

Вышеперечисленные различия объясняются недостатками аналитического расчета: малое количество шагов (20); не учитывается перепад давления; множество других упрощений. Также график скорости аналитического расчета построен недостаточно точно, из-за чего время полного расхождения контактов занимает 0,047 с, в то время как в численном моделировании время расхождения принимается равным 0,045 с.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках работы исследовались газодинамические процессы при коммутации автокомпрессионного элегазового бакового выключателя 110 кВ. Были рассчитаны газодинамические характеристики при коммутации ВВ на ХХ аналитическим способом. В дополнении, в работе создана расчетная модель ДГК выбранного объекта исследования, на которой произведены расчеты газодинамики в ПК численного моделирования Comsol Multiphysics. Особенностью части моделирования является постановка задачи с подвижной сеткой (учет движения всех подвижных частей ДГК). Снятые зависимости изменения давления в подпоршневой области и скорости течения газа от хода поршня и от времени коммутации были сравнены между собой. Сделаны выводы о разностных принципах расчета численным и аналитическим способом.

В качестве дальнейших перспектив исследования следует отметить следующие направления:

1. Учет воздействия дуги (нагрев потока газа) - создание МГД или кинетической модели дуги для полноценного учета теплообмена с ней.
2. Уточнение геометрической модели для верного течения газа в МКП при коммутации.
3. Возможная верификация расчетной модели на экспериментальных данных для выбранного объекта исследования.

4. Развитие вычислительных методов расчета газодинамики (решения нестационарной системы дифференциальных уравнений в частных производных Навье-Стокса) в целях ускорения расчетов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hiroki I. CIGRE Green Book: Switching Equipment. Cham, Switzerland: Springer, 2019.
2. Расчет токов коротких замыканий в энергосистемах : учеб. пособие / С.А. Ерошенко [и др.].— Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2019. — 104 с.
3. Khalyasmaa A.I. et al. Improvement of Short-Circuit Calculation Results Reliability for Large Electric Power Systems // 2019 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ) & 2019 Symposium on Electrical Engineering and Mechatronics (SEEM). 2019. P. 1–6.
4. Ильин А.С. Математическое моделирование термодинамических процессов гашения дуги в потоке элегаза (SF_6) в электрических аппаратах: PhD Thesis. 2012.
5. Smeets R. et al. Switching in Electrical Transmission and Distribution Systems. John Wiley & Sons, 2014. 440 p.
6. Залесский А.М. Электрическая дуга отключения. Госэнергоиздат, 1963.
7. Глушков Д.А., Черных И.В. Анализ электрической прочности SF 6 на основе расчета электро- и газодинамического полей и оптимизация конструкции на основе генетического подхода: 4–5 // Вестник Нижегородского Университета Им Н И Лобачевского. Россия, Нижний Новгород: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского», 2011. № 4–5. P. 2103–2105.
8. Кукеков Г.А. Выключатели переменного тока высокого напряжения. Энергия. Ленингр. отделение, 1972.
9. Batchelor C.K., Batchelor G.K. An Introduction to Fluid Dynamics. Cambridge University Press, 2000. 662 p.
10. Comsol A. CFD module user's guide. Version, 2015.
11. Кириллин В.А., Сычев В.В., Шейндлин А.Е. Техническая термодинамика. Рипол Классик, 1968. 417 p.
12. Чунихин А.А., Жаворонков М.А. Аппараты высокого напряжения: Учеб. пособие для вузов по спец. "Электр. аппараты". Энергоатомиздат, 1985.