



ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ МОЛОДЫХ УЧЁНЫХ

**НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ.
ИННОВАЦИИ**

г. НОВОСИБИРСК
8 – 12 ДЕКАБРЯ 2025 г.

**СБОРНИК
НАУЧНЫХ
ТРУДОВ**

ЧАСТЬ **3**

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

Сборник
научных трудов

г. Новосибирск, 08 декабря – 12 декабря 2025 г.
в девяти частях

Часть 3

НОВОСИБИРСК
2026

УДК 62(063)
ББК 72.5я431
Н34

Н34 **НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ** // Сборник научных трудов
в 9 ч. / под редакцией Захаровой Е. В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2026.

ISBN 978-5-7782-5564-7
Часть 3: – 284 с.
ISBN 978-5-7782-5567-8

В сборнике публикуются материалы по научным направлениям:
«Электротехника, электромеханика и электротехнологии», «Электроника и
биомедицинская техника».

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета:
Батаев А. А., д.т.н., профессор, ректор НГТУ

Зам. председателя Оргкомитета:
Отто А. И., к.т.н., проректор по научной работе и инновациям НГТУ

Программный комитет:
Драгунов В. П., д.т.н., профессор, начальник ОПК ВК,
Корель И. И., к.ф.-м.н., доцент, декан ФТФ
Осмук Л. А., д.соц.н., профессор, директор ИСТР
Рева И. Л., к.н.т., доцент, декан АВТФ
Мелехина Е. А., к.п.н., доцент, декан ФГО
Чинахов Д. А., д.т.н., доцент, декан ФЛА
Тимофеев В. С., д.т.н., доцент, декан ФПМИ
Эзрох Ю. С., д.э.н., доцент, декан ФБ
Стрельцов С. А., к.т.н., доцент, декан РЭФ
Вильбергер М. Е., к.т.н., доцент, декан ФМА
Тюрин А. Г., к.т.н., доцент, декан МТФ
Русина А. Г., д.т.н., профессор, декан ФЭН

УДК 62(063)
ББК 72.5я431

ISBN 978-5-7782-5567-8 (Ч.3)
ISBN 978-5-7782-5564-7

© Коллектив авторов, 2026
© Новосибирский государственный
технический университет, 2026

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Секция ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ И СИСТЕМЫ. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКОЛОГИЯ

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ, ТЕПЛОВЫХ И ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ЛЕВИТАЦИОННОЙ ПЛАВКЕ МЕТАЛЛОВ

М. Н. Андреев, Д. Ю. Соловиченко

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, andreev.maxim.1998@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Морев А. Э., ст. преп.

В данной работе рассматривается исследование электромагнитных, тепловых и гидродинамических процессов, протекающих в индукционной установке для левитационной плавки алюминиевой заготовки весом 18,6 грамм. Получены распределения плотности тока в расплаве, магнитной индукции, мощности для расплава заготовки, температурное поле, силы Лоренца и скоростей в расплаве.

This paper deals with the research of electromagnetic and hydrodynamic processes occurring in an induction unit for levitation melting of an aluminum billet weighing 18.6 g. The distributions of current density in the melt, magnetic flux density, the power required for melting the billet, the temperature field, the Lorentz forces, and the melt velocities have been obtained.

Развитие современных технологий требует совершенствования методов обработки металлов, включая алюминий. Перспективным направлением является левитационная плавка, при которой металл плавится без контакта с тиглем благодаря электромагнитному полю. Это обеспечивает высокую чистоту сплава, снижает потери и улучшает однородность структуры [1].

Изучение тепловых, электромагнитных и гидродинамических процессов при такой плавке важно для понимания теплообмена, вихревых течений и взаимодействия поля с расплавом, что необходимо для разработки более эффективных технологий.

Магнитогидродинамические задачи – задачи, в которых проводящие жидкости или газы взаимодействуют с электромагнитным полем. Задача левитационной плавки решается численным методом с обратной связью: электромагнитный решатель вычисляет объемные силы и Джоулево тепло, которые затем используются в CFD-решателе. А он формирует

поле объемной доли для перестройки геометрии свободной поверхности и выдаёт температурное поле [2-4]. Для сопряжения электромагнетизма и гидродинамики использовался разработанный программный комплекс, представленный на рисунке 1 [5].

Для изучения поведения расплава в индукционной системе левитационной плавки алюминиевого образца массой 18.6 г была построена численная модель в Ansys, представленная на рисунке 2. С её помощью можно определить распределение плотности тока и сил Лоренца, оценить активную мощность, проследить формирование температурного поля и течений жидкого металла, а также получить форму свободной поверхности расплава [3]. На рисунке 2 так же представлена геометрия и сеточная структура электромагнитной задачи, на рисунке 3 – гидродинамической.

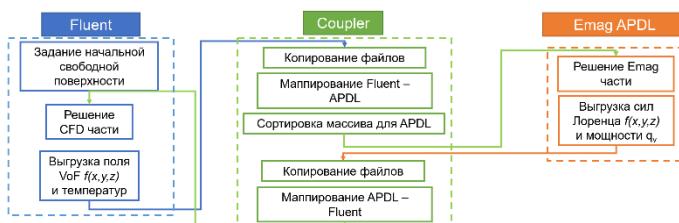


Рис. 1 – Алгоритм взаимодействия решателей

Электромагнитное поле описывается уравнениями Максвелла, законом Ома и сохранения заряда. В МГД задачах проводящая жидкость движется за счёт сил Лоренца [6].

Для описания гидродинамической задачи был использован метод конечных объемов для несжимаемой жидкости в предположении постоянной вязкости [7].

Основой для моделирования тепловых процессов служит уравнение теплопроводности Фурье и закон сохранения энергии для плавления заготовки [8].

При решении МГД задачи в Ansys были получены распределения плотности тока в расплаве, вектора магнитной индукции и силы Лоренца, поддерживающей расплав, представленные на рисунках 4, 5 и 6. На рисунке 7 отображено изменение формы свободной поверхности расплава с течением времени и распределение скоростей.

В исследовании так же анализировалось влияние тока в индукторе на плавление металлической заготовки. В численном моделировании фиксировались время полного плавления, максимальная температура и потребляемая мощность. Расчёты при разных значениях тока позволили

получить зависимости этих параметров от силы тока. На рисунке 11 продемонстрирована зависимость времени плавления от величины тока.

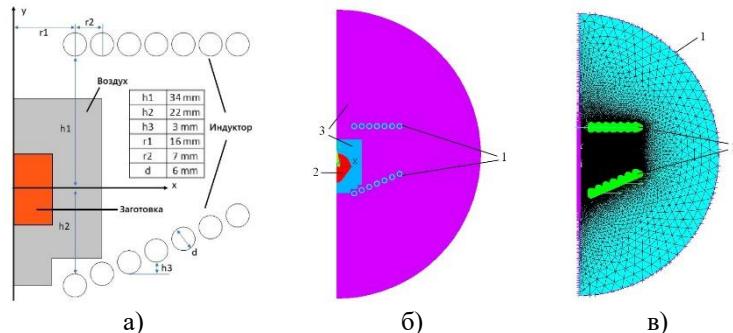


Рис. 2 – а) Электромагнитная модель с размерами в мм; б) Геометрия электромагнитной задачи: 1 – индуктор; 2 – расплав; 3 – воздух; в) Сетка электромагнитной задачи с граничными условиями: 1 - $A_z = 0$; 2 – задано действующее значение тока 650 А с частотой 9650 Гц.

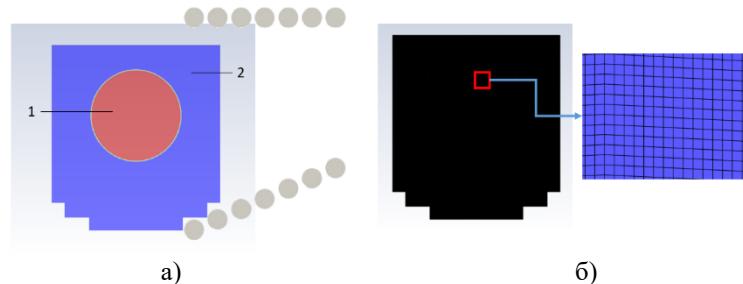


Рис. 3 – а) Геометрия гидродинамической задачи:
1 – расплав, 2 – воздух; б) Сетка гидродинамической задачи

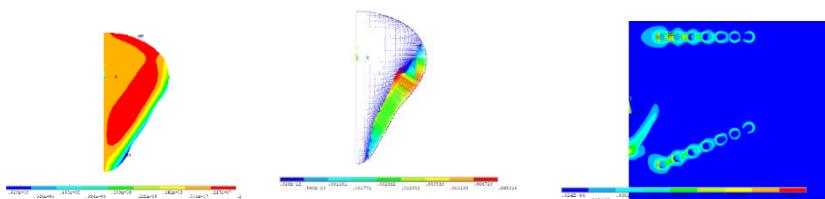


Рис. 4 – Распределение плотности тока в расплаве.

Рис. 5 –
Распределение силы
Лоренца.

Рис. 6 – Распределение
вектора магнитной
индукции.

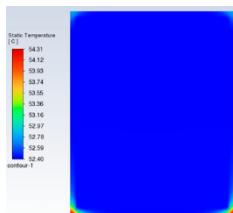


Рис. 7 –
Температура
в начале нагрева

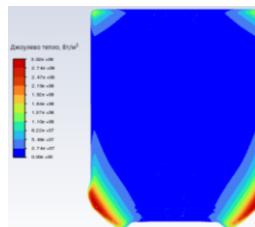


Рис. 8 –
Распределение
Джоулева тепла.

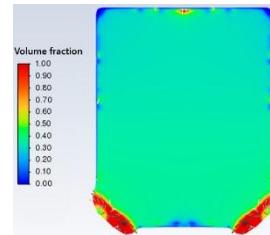


Рис. 9 – Доля жидкой
фазы алюминия
в процессе плавления

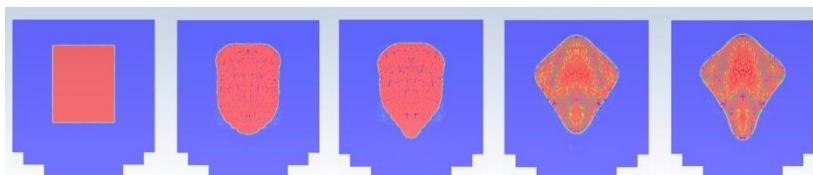


Рис. 10 – Изменение формы свободной поверхности с течением времени
и распределение скоростей

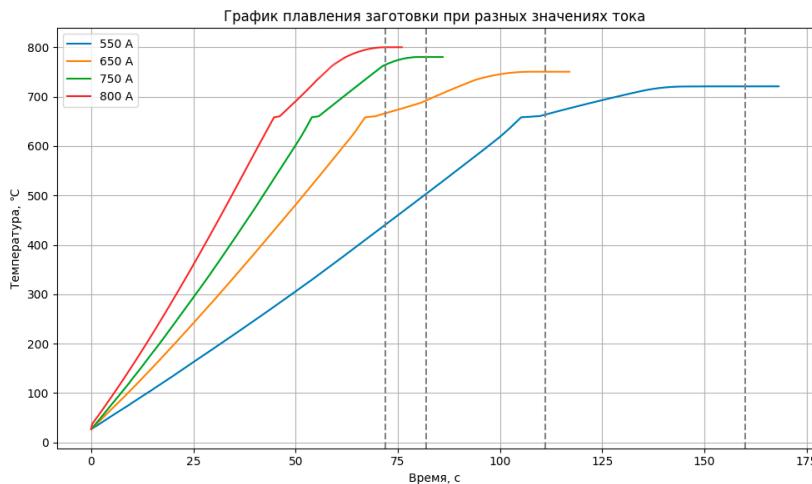


Рис. 11 – Температура в зависимости от тока

Таким образом, в данной работе представлены результаты исследования МГД задачи. Проанализированы полученные распределения, температурное поле, поле скоростей, форма свободной

поверхности расплава и зависимости плавления заготовки от величины заданного тока.

Литература:

1. Фогель А. А. Индукционный метод удержания жидких металлов во взвешенном состоянии/Под ред. А. Н. Шамова — 2-е изд., испр. — Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1989.— 80 с.
2. Bakhtiyarov S. I., Signer D. A. Electromagnetic Levitation Part I: Theoretical and Experimental Considerations / FDMP, vol.4, no.2, 2008, pp.99-112.
3. Spitans S., Baake E., Nacke B., Jakovics A. Numerical Modeling of Free Surface Dynamics of Melt in an Alternate Electromagnetic Field. Part II: Conventional Electromagnetic Levitation, Metallurgical and Materials Transactions, 2016. Vol. 47.
4. Khatsayuk, M. Yu. Theory and modeling of magnetohydrodynamic processes in electrotechnological complexes for metallurgical purposes / M.Yu. Khatsayuk // Dis Dr. Tech. Sciences: 05.09.10. – St. Petersburg: St. Petersburg Electrotech-nicalUniversity “LETI”. – 2019. – 338 p.
5. Морев А. Э., Андреев М. Н. Комплекс для импорта формы свободной поверхности и поля температур при исследовании сопряженных МГД- процессов, пат. 2024618450, заявл. 12.04.2024, опубл. 12.04.2024. Россия.
6. Mikhaylov D. MHD device for transportation, dosing and heating molten metals, D. Mikhaylov, M. Khatsayuk, K. Mikhaylov // Applied Mechanics and Materials. – 2015. – №698. – Р. 95-100.
7. Темам Р. Уравнения Новье-Стокса теория и численный анализ. пер. М.: «Мир», – 1981. 408 с
8. Инкрупера Ф. П., Де Витт Д. П., Бергман Т. Л., Лавин А. С. Основы теории теплопередачи / Пер. с англ. — 6-е изд. — М.: ООО «Бином пресс», 2007. — 960 с.

ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКЦИИ ВТОРИЧНОГО ТОКОПОДВОДА ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ НА ЕЁ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Ф. Д. Бороденко

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, f.borodenko@yandex.ru

Научный руководитель: Горева Л. П., к.т.н., доцент

В рамках данной работы исследовано влияние конструкции вторичного токоподвода на электрические характеристики дуговой сталеплавильной печи ёмкостью 50 тонн. Были рассмотрены вариации конструкции такие как: компланарное / триангулированное исполнение; трубошины / токопроводящий рукав. Для расчета индуктивного сопротивления токоподводов был использован программный комплекс «КорСет», разработанный на кафедре АЭТУ в НГТУ. Полученные результаты были использованы для построения электрических характеристик печи с учетом асимметрии фаз.

This study examined the influence of secondary current lead design on the electrical characteristics of a 50-ton electric arc furnace. Design variations such as coplanar/triangulated design and busbar/conductive sleeve were considered. The «KorSet» software package, developed at the NSTU Department of Electrical Engineering, was used to calculate the inductive reactance of the leads. The obtained results were used to plot the furnace's electrical characteristics, taking into account phase asymmetry.

Дуговая сталеплавильная печь (ДСП) является промышленной установкой по выплавке стали различных марок. ДСП представляет собой установку, которая имеет: теплоизолированное рабочее пространство, куда засыпается шихта необходимого состава, которая там же расплавляется и откуда сливаются; вторичный токоподвод – конструкционная совокупность элементов, обеспечивающая подведение электрической энергии в рабочее пространство печи. В отдельную категорию можно выделить механизмы, обеспечивающие работу печи и режим плавки.

Отдельно элементы вторичного токоподвода изображены на Рисунке 1, б. Вторичный токоподвод при работе печи представляет собой трёхфазный контур.

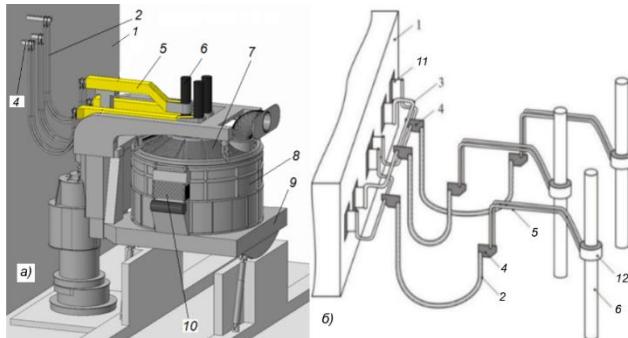


Рис. 1. Конструкция ДСП с токопроводящими рукавами (а) и Эскиз вторичного токоподвода ДСП с трубошинами вдоль рукавов электрододержателей (б): 1 – стена трансформаторного помещения; 2 - гибкая часть вторичного токоподвода (кабельная гирлянда); 3 – шинный мост; 4 – башмак; 5 – трубошины подвижного токоподвода / токопроводящий рукав; 6 – электрод; 7 – свод; 8 – ванна печи; 9 – наклоняющаяся платформа; 10 – рабочее окно; 11 – компенсатор; 12 – хомут.

В рамках данного исследования рассматривается конструкция вторичного токоподвода ДСП ёмкостью 50 тонн. Принципиальная схема вторичного токоподвода рассматриваемой печи – «звезда на трансформаторе». Проводники шинного моста – трубошины по 2 на фазу, типоразмер трубошины – $\varnothing 150 \times 10$. Кабельные гирлянды идут также по 2 на фазу. В рамках данного исследования рассмотрено влияние различных конструкций жёсткого подвижного токоподвода и транспозиции проводников вторичного токоподвода на электрические характеристики ДСП ёмкостью 50 тонн. Всего рассматриваемых случая 4 – трубошины и токопроводящий рукав при компланарной и триангулированной транспозиции проводников вторичного токоподвода (Рисунок 2). В рамках данного исследования активное сопротивление фаз принимается неизменным и равным для фазы $A - r_1 = 0.2169$ мОм, для фазы $B - r_2 = 0.2142$ мОм, для фазы $C - r_3 = 0.2142$ мОм. Линейное напряжение принимается равным $U_l = 620$ В.

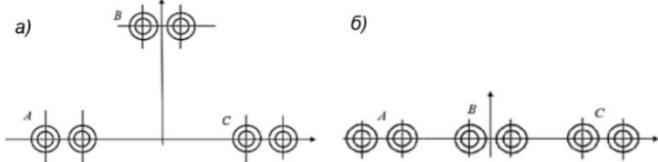


Рис. 2 – Триангулированная (а) и компланарная (б) транспозиция

В данном исследовании использовано программное обеспечение «КорСет», созданное на кафедре АЭТУ в НГТУ [1]. Геометрические размеры проводников на участках вторичного токоподвода были взяты из 3D моделей, разработанных в программе Компас-3D.

«КорСет» представляет собой приложение с несколькими окнами, каждое из которых соответствует конкретному функциональному участку вторичного токоподвода [1]. В эти окна вводятся характеристические размеры проводников на участке. Результатами расчета являются индуктивности участков по фазам, суммарные индуктивные сопротивления токоподвода по фазам и коэффициент их асимметрии (таблица 1).

Таблица 1 – Результаты расчёта по программе «КорСет»

Вариант	X_1 , мОм	X_2 , мОм	X_3 , мОм	X_{cp} , мОм	K_{as} , %
Трианг. трубоины	3.735	3.593	3.742	3.690	4.03
Трианг. рукава	3.535	3.600	3.537	3.557	1.83
Компл. трубоины	3.486	2.899	3.486	3.290	17.84
Компл. рукава	3.216	2.903	3.216	3.112	10.04

Полученные результаты были использованы для построения электрических характеристик ДСП с учетом асимметрии фаз. Расчёт электрических характеристик осуществлен на основе эквивалентной электрической трёхфазной схемы (Рисунок 2).

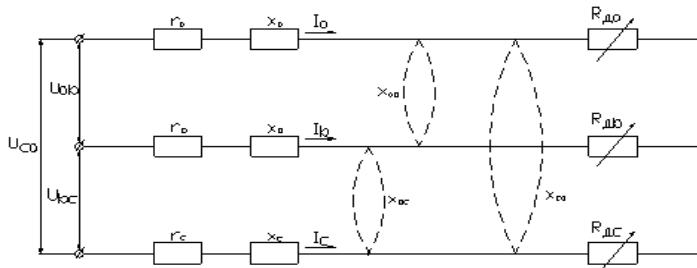


Рис. 2 – Эквивалентная электрическая трёхфазная схема замещения

Данная модель применяется в тех случаях, когда является необходимым учёт несимметричности фаз. В расчёте, основанном на данном методе, учитывается зависимость сопротивлений электрических дуг от тока, все виды сопротивлений подводящей сети и все виды несимметрии цепи. В расчётной схеме напряжения на дугах

определённых фаз заменены эквивалентными ЭДС, что позволяет при расчётах учесть постоянство напряжения на дугах и исключить нелинейность сопротивления дуги [2]. На основе данной эквивалентной схемы замещения можно составить систему уравнений по законам Кирхгофа.

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A - \dot{E}_B - \dot{I}_A \dot{Z}_a + \dot{I}_B \dot{Z}_b - \dot{E}_{dA} + \dot{E}_{dB} &= 0 \\ \dot{E}_B - \dot{E}_C - \dot{I}_B \dot{Z}_b + \dot{I}_C \dot{Z}_c - \dot{E}_{dB} + \dot{E}_{dC} &= 0 \\ \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C &= 0 \end{aligned} \right\}$$

На основе данной системы уравнений для различных токов фаз (при условии равенства токов разных фаз) были получены электрические характеристики для каждого из 4 случаев конструкции вторичного токоподвода ДСП ёмкостью 50 тонн. Расчёты показали, что минимальна асимметрия токоподвода при триангулированном исполнении токоподвода с токопроводящим рукавом, а максимальна при компланарном исполнении токоподвода с трубошинами вдоль рукава. На рисунке 3 представлены электрические характеристики мощностей дуг фаз для этих вариантов.

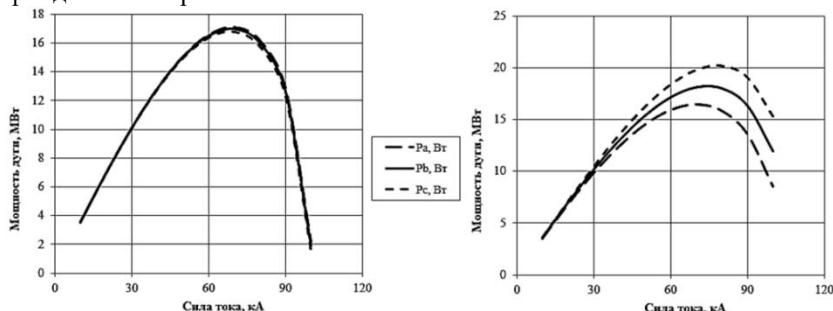


Рис. 3 – Электрические характеристики для случая применения токопроводящих рукавов при триангулированной транспозиции проводников и для случая применения трубошин с компланарной транспозицией проводников

По рисунку 3 видно, что в случае применения трубошин при компланарной транспозиции проводников в области наивысшей мощности (токи фаз в районе 80 кА) коэффициент асимметрии мощности достигает 12%, что является очень существенной асимметрией, приводящей к резкой неравномерности выделения мощности в рабочем пространстве печи, и как следствие, к снижению производительности печи в целом. В тоже время для случая с токопроводящими рукавами и с

триангулированной транспозицией коэффициент асимметрии мощности в области наивысшей мощности составляет 1.03 %.

Литература:

1. Программный комплекс для расчета индуктивных сопротивлений вторичных токоподводов электротехнологических установок / А. И. Алиферов, Р. А. Бикеев, Д. С. Власов, Л. П. Горева, П. В. Домаров // Электротехника. - М.: Изд-во МЭИ (ТУ), 2010. - № 5. - С. 33-37.
2. Горева Л. П. Электротехнологические установки и системы. Электродуговые установки: учеб. пособие для вузов. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. - 112 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКЦИИ ИНДУКТОРНОЙ СИСТЕМЫ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ПРОЦЕССА МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО УПРОЧНЕНИЯ

А. С. Мельников, Ю. С. Быркин, А. Н. Древс

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина),
г. Санкт-Петербург, iubyrk@etu.ru

Научный руководитель: Перевалов Ю. Ю., к.т.н., доцент

На сегодняшний день повышение твердости и износостойкости режущего инструмента является одной из ключевых задач в машиностроении. Перспективным решением этой проблемы выступает технология магнитно-импульсного упрочнения. Метод, основанный на воздействии импульсов магнитного поля, позволяет локально упрочнять поверхности сложной геометрии без термического воздействия. Исследуемым образцом является долбяк из легированной инструментальной стали 20ХНГМ.

Currently, enhancing the hardness and wear resistance of cutting tools is one of the key challenges in mechanical engineering. A promising solution to this problem is the technology of magnetic-pulse hardening. This method, based on the application of magnetic field pulses, enables local hardening of surfaces with complex geometry without thermal impact. The specimen under study is a gear hob made from 20KhNGM alloy tool steel.

Ранее для решения проблемы разрушения спирального индуктора были разработаны и рассмотрены индукторы нестандартной формы. В результате была определена приемлемая форма индуктора – октагональная (Рис. 1) [1].

Считается, что повышение микротвердости поверхностного слоя режущей кромки инструмента достигается при использовании магнитно-

импульсной обработки с напряженностью магнитного поля, превышающей значение 0,18 МА/м при достижении электромагнитного давления на поверхность режущей кромки равного пределу текучести материала [2].

Исследования были направлены на оптимизацию конструкции индуктора с целью достижения требуемой напряженности магнитного поля на режущей кромке долбяка (Рисунок 2) и максимальной концентрации в этой области. Сравнивались две индукторные системы: без использования концентратора и с использованием медного концентратора Рисунок 3).

В качестве исходных данных для моделирования использовались параметры реального долбяка. Этот инструменты изготовлен из легированной инструментальной стали марки 20ХГНМ.

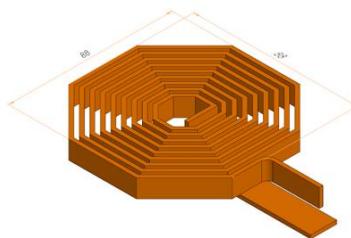


Рис. 1 – Эскиз окtagонального индуктора (88x88 мм)

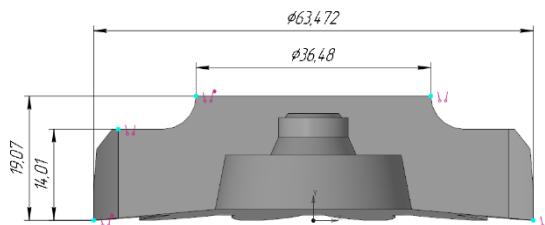


Рис. 2 – Геометрия долбяка для нарезания шестерен

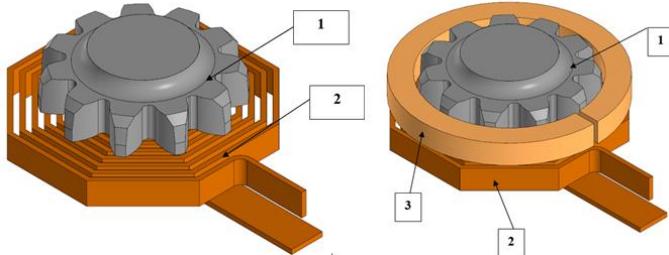


Рис. 3 – Индукторные системы для проведения численного моделирования, где 1 – долбяк; 2 – плоский октагональный индуктор; 3 – медный концентратор

Исследование было выполнено методом численного моделирования электромагнитных процессов магнитно-импульсной обработки во временной области в 3-Д постановке в программном пакете JMAG. Поскольку в реальной установке источником энергии является конденсаторная батарея, в модели также была реализована схема замещения разрядного контура установки (Рисунок 4).

Данная модель использует источник постоянного напряжения V_1 для заряда конденсаторной батареи C_1 . В обоих случаях напряжение задавалось 10 кВ. В начале расчёта напряжение поступает на батарею через резистор R_1 и замкнутый ключ S_1 , что имитирует заряд батареи. На следующем этапе S_1 размыкается, и одновременно замыкается S_2 , подготавливая цепь к последующему разряду. Непосредственный разряд C_1 через индукторную систему, модель которой построена на основе метода конечных элементов, инициируется замыканием ключа S_3 . Паразитные параметры (сопротивление и индуктивность) соединительных шин и самой батареи C_1 учитываются в схеме элементами R_2 и L_1 соответственно.

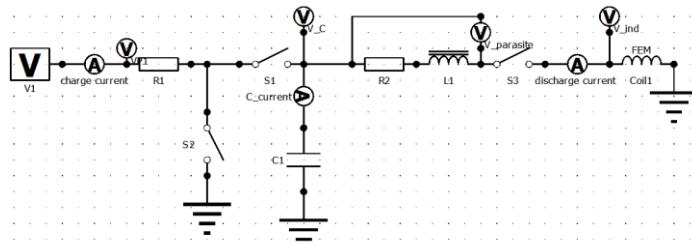


Рис. 4 – Схема цепи для расчета ЭМЗ во временной области

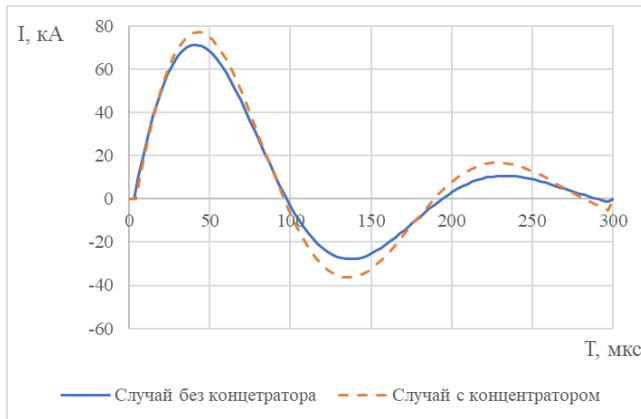


Рис. 5 – Расчетные диаграммы разрядного тока

Различия в форме импульсов тока, наблюдаемые на графиках (Рисунок 5), вызваны разной индуктивностью и сопротивлением систем, несмотря на одинаковое питающее напряжение 10 кВ. Конфигурация без концентратора обладает индуктивностью 3.47 мГн и сопротивлением 38.70 мОм. В то же время система с концентратором имеет параметры: 1.95 мГн и 22.31 мОм соответственно, что и объясняет изменение формы. Параметры систем были определены с помощью численного моделирования с учётом полной геометрии систем и электромагнитных характеристик материалов (Рисунок 6).

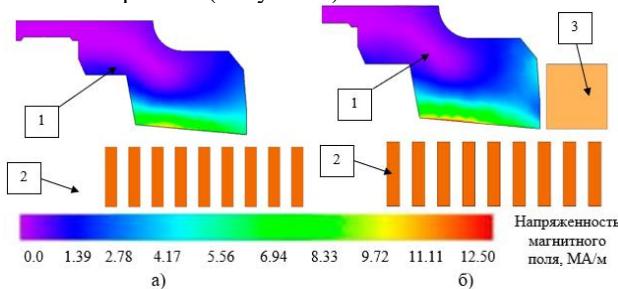


Рис. 6 –Распределение напряжённости магнитного поля по сечению долбяка и индуктора: 1) поперечное сечение половины долбяка;
2) плоский октоганальный индуктор; 3) концентратор

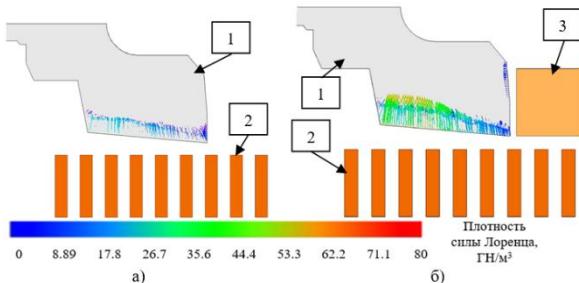


Рис. 7 – Распределение плотности силы Лоренца по сечению долбяка и индуктора: позиции см. Рисунок 6.

Согласно результатам численного моделирования, применение октагонального индуктора в комплексе с медным концентратором позволяет достичь высокой концентрации плотности силы Лоренца в области режущих кромок долбяка. Данные, представленные на Рисунке 7, наглядно демонстрируют эффективность данной системы: если в случае без концентратора плотность силы Лоренца на рабочей кромке составляет около $10 \text{ ГН}/\text{м}^3$, то при использовании концентратора этот показатель возрастает до $25 \text{ ГН}/\text{м}^3$. Аналогичный рост наблюдается и на плоской поверхности - с $20-25 \text{ ГН}/\text{м}^3$ до $75-80 \text{ ГН}/\text{м}^3$. Предполагается, что наибольший эффект упрочнения поверхности будет достигаться в областях долбяка, где плотность силы Лоренца достигает максимальных значений. Это открывает возможность для обработки деталей со сложной конфигурацией. Описанное численное моделирование проводилось на базе Центра индукционных технологий и новых материалов им В.П. Вологодина в СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Литература.

- Мельников А. С., Быркин Ю. С., Рябов К. А. Разработка индукторных систем нестандартной формы для магнитно-импульсного упрочнения металлов // Наука. Технологии. Инновации: материалы всерос. науч. конф. молодых ученых: в 11 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2024. – С. 7-11.
- A Review on Electromagnetic Forming Process. Dhiraj Gayakwada, Mahesh Kumar Dargara, Pramod Kumar Sharmaa, Rajesh purohitb, R.S.Rana. 3rd International Conference on Materials Processing and Characterisation (ICMPC 2014). Procedia Mate-rials Science 6 (2014) C.520 – 527.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ КЛИСТРОНОВ S-ДИАПАЗОНА

С. Геймор

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, geymop@inbox.ru

Научный руководитель: К. А. Сибирякова

Данная работа посвящена изучению основных выходных параметров клистронов, изготовленных в ИЯФ СО РАН, и их анализу с целью выявления ошибок и модернизации будущих экземпляров. Приведен расчет первеанса, моделирование первого резонатора с петлей ввода мощности. Измерены осциллограммы огибающих выходной СВЧ мощности в волноводном тракте при разных тактах работы, выходного сигнала СВЧ в волноводном тракте без фильтра высших гармоник при малых токах, а также получены зависимости выходной мощности от входной.

This work is devoted to the study of the main output parameters of klystrons manufactured at the BINP and their analysis in order to identify errors and modernize future models. The calculation of perveance and modeling of the first resonator with a power input loop are presented. Oscillograms of the envelopes of the output microwave power in the waveguide path at different work cycles, the output microwave signal in the waveguide path without a high-harmonic filter at low currents are measured, and the dependence of the output power on the input power is obtained.

В линейном ускорителе инжекционного комплекса сибирского кольцевого источника фотонов (СКИФ) ключевую роль играют клистроны. Ускорительный комплект СКИФ включает в себя линейный ускоритель (Рисунок 1), бустер и основное кольцо с экспериментальными станциями [1]. Ускоряющие секции, из которых состоит линейный ускоритель, обеспечивают увеличение энергии электронного пучка до 200 МэВ. В качестве источников СВЧ мощности для линейного ускорителя используются клистроны: один производства компании Canon 3730A, Япония и три клистрона, изготовленных в ИЯФ СО РАН [2].



Рис. 1 – Общая схема линейного ускорителя СКИФ

На рисунке 2 представлена принципиальная схема клистрона: 1 – накал; 2 – катод; 3 – входной резонатор; 4 – выходной резонатор; 5 – коллектор; 6 – высоковольтный изолятор; 7 – система пассивных группирующих резонаторов; 8 – ввод мощности; 9 – выходной волноводный тракт; 10 – поток электронов [3].

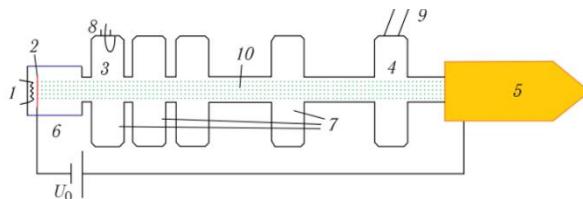


Рис. 2 – Принципиальная схема клистрона

Принцип работы клистрона основан на эффективном преобразовании энергии электронного пучка в энергию СВЧ- поля [4]. Эмиссия электронов с катода (высокий отрицательный потенциал ~ 350 кВ) инициирует процесс. Электронный пучок модулируется СВЧ-сигналом во входном резонаторе. Последующие резонаторы формируют сгустки электронов, увеличивая модуляцию [5]. В выходном резонаторе энергия сгруппированных электронов передается электромагнитному полю, усиливая СВЧ-сигнал. КПД клистрона составляет 40–50%.

В результате проделанной работы было установлено следующее: выставка катодного узла влияет на ток катода и на стабильность выходного сигнала; импульсный ток накального узла привносит дополнительное магнитное поле на катод, что приводит к изменению амплитуды выходного сигнала; нарушение аксиальной симметрии возбуждающего резонатора может приводить к появлению самовозбуждения пучка в клистроне; магнитное поле значительно влияет

на выходную СВЧ мощность клистрона и на стабильность выходного сигнала.; при «правильном» токе соленоида имеется хорошее согласование отраженного сигнала от возбуждающего резонатора при пролете пучка клистрона, однако при уменьшении тока возникают искажения как отраженного сигнала, так и выходного сигнала клистрона.

Полученные данные будут использованы для совершенствования клистронов в рамках проекта СКИФ, включая устранение нежелательных мод и повышение эффективности передачи энергии.

Литература:

1. Центр коллективного пользования «Сибирский кольцевой источник фотонов» (ЦКП «СКИФ») / А. В. Бухтияров [и др.] // Кристаллография. – 2022. – Т. 67, № 5. – С. 742–765.
2. Development of 200 MeV linac for the SKIF light source injector / A. Andrianov et al. // Journal of Instrumentation. – 2022. – Vol. 17, N 02. – P. T02009.
3. Левичева А. Е. Разработка и экспериментальная проверка концепции линейного ускорителя электронов–инжектора источника синхротронного излучения четвертого поколения ЦКП «СКИФ»: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 2025. – 203 с.
4. Лебедев И. В., Асеев Б. П. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высшая школа, 1970. – Т. 1. – 307 с.
5. Козырев Е. В. Электронные приборы СВЧ. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. гос. ун-та, 2010. – 155 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОЧИХ РЕЖИМОВ МАГНИТНО ИМПУЛЬСНОГО ОБЖИМА ТРУБЧАТЫХ ЗАГОТОВОК

А. С. Мельников, А. Н. Древс, Ю. С. Быркин

**Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина),**

г. Санкт-Петербург, temdrevs@gmail.com

Научный руководитель: Перевалов Ю. Ю., к.т.н., доцент

В наше время магнитно-импульсная технология является перспективным направлением в области преобразования энергии. Данная технология позволяет проводить различные операции по созданию неразъемных соединений, в частности, обжим трубчатых заготовок на ответные детали. В рамках исследования был проведен ряд натурных экспериментов по обжиму трубчатых алюминиевых заготовок с пластиковыми заглушками. Детали обжимались таким образом, чтобы создать неразъемное соединение между заглушкой и

трубкой. В дальнейшем на базе полученных данных возможны более узконаправленные исследования.

Nowadays, magnetic pulse technology is a promising direction in the field of energy conversion. This technology allows for various operations to create permanent connections, in particular, crimping tubular blanks. As part of the study, a series of field experiments were conducted on crimping aluminum tubular blanks with plastic end caps. The parts were crimped to create a permanent connection between the cap and the tube. Based on the data obtained, more focused research is possible in the future.

Среди всех операций магнитно-импульсная сборка получила наиболее распространенное применение. Данная технология более известная под названием «обжим». Суть операции заключается в обжиме заготовок (образование натяга между деталями с последующим образованием неразъемного соединения). На выходе получается изделие с неразъемным соединением без применения каких-либо дополнительных расходных материалов [1].

Установка, на которой производился обжим трубчатых заготовок состоит из двух основных частей: источник импульсного питания и инструмента-индуктора (рисунок 1). Источник импульсного питания запасает электрическую энергию из сети и преобразует ее с помощью инструмента индуктора в импульсное переменное магнитное поле путем подачи разряда на витки индуктора. Основным элементом источника питания является высоковольтная конденсаторная батарея ёмкостью 160 мкФ и диапазоном рабочего напряжения от 4500 до 6200 В. Заряд батареи до заданной оператором установки напряжения контролируется цифровой системой управления; по окончании заряда конденсаторная батарея разряжается на индуктор путем подачи импульса управления на вакуумный разрядник [2]. Импульсный ток, протекающий по индуктору, вызывает взаимное отталкивание индуктора и заготовки, в результате чего достигается деформация заготовки.



Рис. 1 – установка для проведения экспериментов

Инструмент-индуктор, являющийся непосредственно рабочей частью установки, изготовлен путем набора плоских токопроводящих медных

пластин, которые в свою очередь разделены изолирующими пластиинами из текстолита. Индуктор имеет 10 витков и внутренний диаметр 40 мм.

Эксперименты проводились с использованием подготовленных образцов, которые представляют из себя пластиковые заглушки, вставленные в алюминиевые трубы (рисунок 3, а). Алюминиевые (АД31Т) трубы, с одинаковым внешним диаметром 30 мм, но различной толщины стенок – 1 и 2 мм. Пластиковые заглушки выполнены из ABS-пластика с внешним диаметром 28 мм. Таким образом эксперимент считался удачным при создании неразъемного соединения без повреждений образца (рисунок 3, б-в).

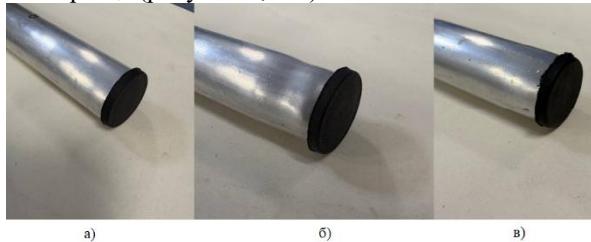


Рис. 3 – пример образца, где а) образец до обработки;
б) образец с толщиной стенки 1 мм, обжим импульсом 1597 Дж;
в) образец с толщиной стенки 2 мм, обжим импульсом 2120 Дж

Образцы толщиной стенок 1 и 2 мм поддавались обжиму с импульсом подаваемой энергии 4600 В (1597 Дж) и 5300 В (2120 Дж) соответственно. В экспериментах проводились измерения тока индуктора с помощью пояса Роговского и напряжения на индукторе с помощью делителя напряжения. Эскиз индуктора в разрезе с расположенной в нем заготовки представлен на рисунке 4.

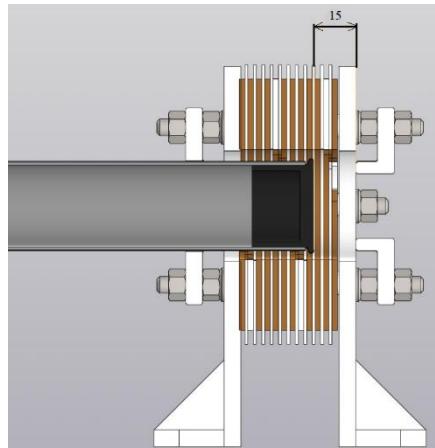


Рис. 4 – эскиз индуктора с образцом Значения, полученные с пояса Роговского для экспериментов, были подвергнуты операции интегрирования, после чего был выведен график истинной формы и амплитуды разрядного тока (рис. 5).

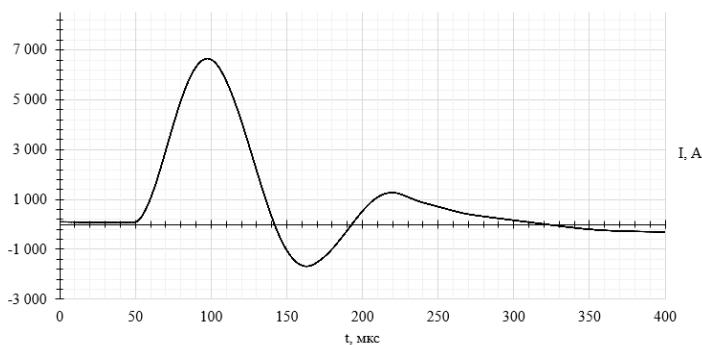


Рис. 5 – разрядный ток (образец толщиной стенки 1 мм)

Соответствующий график для образца с толщиной стенки 2 мм представлен на рисунке 6.

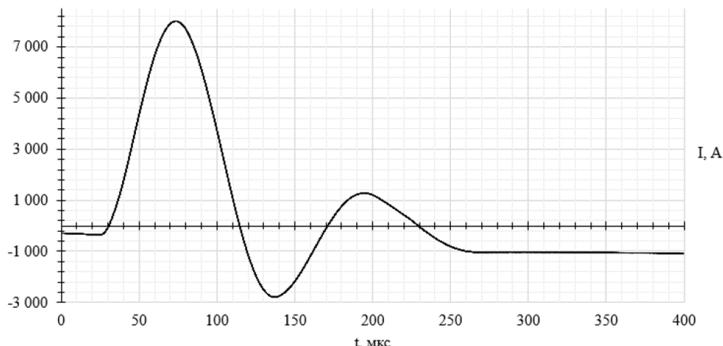


Рис. 6 – разрядный ток (образец толщиной стенки 2 мм)

Подобранные эмпирически рабочие режимы соответствуют номинальным характеристикам установки и могут быть использованы для применения технологии на практике. При этом глубина погружения заготовки в индуктор подбиралась эмпирически для достижения наилучшего качества обжима.

Описанные натурные эксперименты производились на базе Центра индукционных технологий и новых материалов им В.П. Вологдина в СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Таким образом, по проделанным экспериментам можно сделать следующие выводы:

Продемонстрирована работоспособность и описанная выше эффективность представленной технологии. Для соответствующих трубок нужно подбирать соответствующий подаваемый импульс (в экспериментах значения импульсов были выведены эмпирическим путем).

Наглядно продемонстрировано влияние толщины материала. При увеличении толщины стенки заготовки нужно увеличивать и подаваемый импульс для получения нужной деформации материала.

При превышении энергии импульса наблюдалось разрушение ответной детали (пластиковой заглушки), из-за чего энергию импульса необходимо точно контролировать.

Литература.

- Глушченков В. А. Специальные виды штамповки: Часть 2. Динамические методы деформирования – Самара: Изд. СГАУ, 2012. С. 80-93.
- Цифровая система управления источником питания для магнитно-импульсной обработки / В. Е. Парменов, А. С. Мельников, Ю. Ю.

Перевалов // Наука. Технологии. Инновации: Сборник научных трудов XV Всероссийской научной конференции молодых ученых, посвященной Году науки и технологий в России. В 10-ти частях, Новосибирск, 06–10 декабря 2021 года / Под редакцией Д.О. Соколовой. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2021. – С. 27-30. – EDN ITIZSL.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЛИТЬЯ К ИЗМЕНЕНИЮ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРМАТЕРОВ

Д. Д. Думолакас, Э. Р. Винтер, М. Ю. Хацаюк

Сибирский федеральный университет

ООО «НПЦ Магнитной гидродинамики»

г. Красноярск, deestricht3x@gmail.com

Научный руководитель: Хацаюк М. Ю., д.т.н., доцент

Численными методами исследовано влияние параметров (начальное положение затравки, способ задания коэффициента теплоотдачи, температурный интервал кристаллизации сплава) на процесс электромагнитного литья алюминиевых слитков диаметром 25-33 мм, отлитых по технологии ElmaCast. Также были исследованы аварийные режимы литья. Математическая модель, реализованная в ANSYS Fluent, включает МГД-течения, свободную поверхность и кристаллизацию.

The influence of parameters (initial seed position, method of specifying the heat transfer coefficient, temperature interval of the alloy crystallization) on the electromagnetic casting process of aluminum ingots with a diameter of 25-33 mm, produced by the ElmaCast technology, was investigated using numerical methods. Emergency casting regimes were also studied. The mathematical model, implemented in ANSYS Fluent, includes magnetohydrodynamic (MHD) flows, free surface, and crystallization.

При численном моделировании процесса принят ряд допущений, учитывающих особенности технологии. Электромагнитная задача решается в гармонической постановке. Индуктор заменяется эквивалентным токовым слоем с учетом распределения тока на глубине скин-слоя. Теплоотдача в зоне охлаждения моделируется коэффициентом теплоотдачи.

Модель основана на системе дифференциальных уравнений магнитной гидродинамики, подробно описанной в [1]. Электромагнитное поле рассчитывается решением уравнения для комплексного векторного магнитного потенциала. Уравнение движения включает силы тяжести,

поверхностного натяжения, демпфирования в двухфазной зоне и электромагнитные силы; уравнение энергии решается с учетом фазового перехода, а также учитывает электромагнитные источники тепла. Для учета турбулентности применяется SST модель Ментера. Динамика свободной поверхности описывается методом VOF, процессы кристаллизации/плавления моделируются методом «Enthalpy porosity», использующим объемную долю жидкости и общее теплосодержание. Расчет выполняется в осесимметричной постановке.

Исследование стартового режима литья в электромагнитном кристаллизаторе (ЭМК) имеет важное практическое значение для отладки технологии.

Из-за быстротечности процесса его динамику изучают теоретическими методами, включая компьютерное моделирование. Результаты численного моделирования переходных процессов показаны на Рисунке 1 а, б.

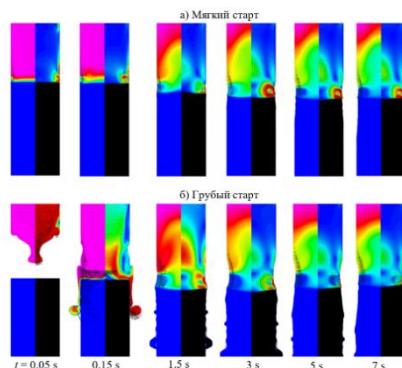


Рис. 1 – Динамика развития мягкого и грубого старта литья

Мягкий старт: При включенном охлаждении оснастку вводят в литьевой носик, подают расплав до рабочего уровня, после чего затравку перемещают вниз с последующим вытягиванием слитка. Моделирование показывает, что после опускания фронта кристаллизации ниже носика на поверхности слитка появляются наплывы. Стабилизация диаметра слитка и положения фронта кристаллизации занимает около 7 секунд.

Грубый старт: Затравка расположена на средней линии индуктора, расплав подается из литьевого носика. Такой старт вызывает небольшие проливы расплава с краев затравки и образование крупных наплыков из-за удара струи о поверхность слитка. Под действием электромагнитных сил поверхность быстро стабилизируется, и начинается вытягивание. В реальных условиях наплывы часто асимметричны и локализованы, что

может привести к попаданию наплыва в тянувшие роли и вызвать деформацию прутка, поскольку в верхней части слиток не фиксирован.

Определение коэффициента теплоотдачи (КТО) для систем с вынужденной конвекцией и фазовыми переходами охладителя представляет сложность. Рациональным решением является введение сложной зависимости КТО от температуры, что формирует зоны охлаждения в процессе расчета.

Для оценки влияния способа задания КТО сравнивались три варианта: два фиксированных значения ($1 \cdot 10^3$ Вт/м²·К, $1 \cdot 10^5$ Вт/м²·К) и кусочно-линейная функция [2]. Результаты сравнительного анализа энергетических характеристик, представленные на Рисунке 2, демонстрируют отсутствие взаимозаменяемости подходов.

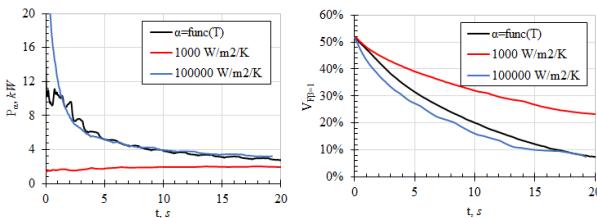


Рис. 2 – Динамика изменения интегральной мощности теплоотвода с поверхности слитка (а) и относительного объема жидкой фазы (б)

Энергетические характеристики и динамика изменения объема жидкой фазы высокочувствительны как к величине, так и к способу задания КТО.

В частности, в режиме без вытягивания результаты моделирования с функциональной зависимостью КТО приближались к результатам с повышенным фиксированным значением ($1 \cdot 10^5$ Вт/м²·К). Однако в режимах с перемещением слитка использование функции привело к проливу, тогда как повышенное фиксированное значение обеспечивало стабильное формирование слитка (несмотря на вытягивание фронта кристаллизации).

Ключевым новым научным результатом является наблюдение формирования плоского фронта кристаллизации при стабильном литье слитков диаметром 25-30 мм практически для всех исследованных технологических параметров.

Целесообразно также провести дополнительное моделирование литья в ЭМК сплавов с различной шириной интервала кристаллизации. Было проведено моделирование для $\Delta T_\beta = 2^\circ\text{C}$, $\Delta T_\beta = 20^\circ\text{C}$, и 100°C .

Результаты, приведенные на Рисунке 3 показали, что ΔT_β не оказывает значительного влияния на стабильность литья, форму свободной

поверхности или положение фронта кристаллизации по сравнению с влиянием A_β . Однако расширение интервала до 100°C уменьшает масштаб и интенсивность вторичного МГД-вихря в жидкой фазе слитка. Также снижается выраженность температурного градиента в объеме жидкости, особенно в зоне фазового перехода у поверхности.

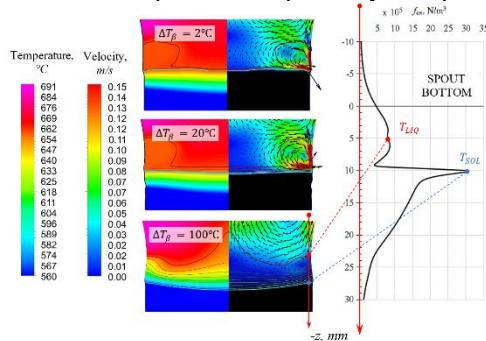


Рис. 3 – Влияние ширины интервала кристаллизации на режим литья

Численное моделирование позволяет изучить развитие аварийных режимов, которые на практике протекают быстро. Наиболее нежелательным и губительным видом аварии, в части литья в электромагнитный кристаллизатор, является пролив металла.

Динамика развития данного вида аварии представлена на Рисунке 4. В частности, моделируется ситуация с резким снижением тока в индукторе до нуля в рабочем режиме литья.

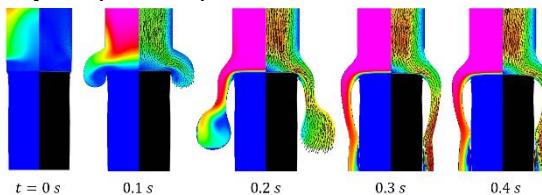


Рис. 4 – Аварийный пролив металла

Процесс развивается достаточно стремительно, весь объем расплава в лотке в свободном падении устремляется вниз, растекаясь вокруг образованной твердой части слитка. При рабочем уровне расплава в лотке, соответствующем высоте жидкой фазы 49 мм, расход металла составил 0.877 кг/с. Пролив металла может возникать по различным причинам, однако, во всех случаях, общая динамика развития пролива будет выглядеть аналогично показанной выше.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 22-19-00128-П «Эволюция структуры высокопрочных алюминиевых сплавов системы Al-Zn-Mg (Ni, Fe, Ca), получаемых с использованием технологии электромагнитного литья», <https://rscf.ru/project/22-19-00128/>).

Литература:

1. Minakov A. V. Mathematical model and numerical simulation of aluminum casting and solidification in magnetic fields with allowance for free surface dynamics / A. V. Minakov, M. V. Pervukhin, D. V. Platonov, M. Y. Khatsayuk // Computational Mathematics and Mathematical Physics. – 2015. – P. 2066-2079.
2. Sabau, Adrian & Kuwana, Kazunori & Viswanathan, Srinath & Saito, Kozo & Davis, Lee. (2004). Heat transfer boundary conditions for the numerical simulation of the DC casting process. Conference: Light Metals 2004 - Proceedings of the Technical Sessions, 133rd Technical TMS Annual Meeting, March 14, 2004 - March 18, 2004. P. 667-672.

**СИММЕТРИРОВАНИЕ КОРОТКОЙ СЕТИ
РУДНОТЕРМИЧЕСКОЙ ПЕЧИ МОЩНОСТЬЮ 22 МВА**

А. А. Зайцев

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, a.zajcev.2021@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Горева Л. П., к.т.н., доцент

Объект исследования – короткая сеть открытой рудовосстановительной печи мощностью 22 МВА. В рамках работы был проведен анализ конструкции вторичного токоподвода печи, предложен метод симметрирования его импеданса. Симметрирование короткой сети поможет предприятию сократить расходы на электроэнергию, увеличить срок службы установки и обеспечит устойчивость технологического процесса, происходящего в печи.

Research object – the rigid busbar system of the Submerged-arc furnace with a capacity of 22 MVA. As part of this work, the design of the secondary current supply system of the rigid busbar system was analyzed. A method for symmetrization its impedance was selected. Symmetrization of the rigid busbar system will help the enterprise reduce electricity costs, extend the service life of the installation, and ensure the stability of the technological process occurring in the furnace.

Рудовосстановительные печи открытого типа используются в металлургической промышленности для получения ферросилиция, феррохрома, ферросиликохрома и др. Такие печи требуют тщательного

подхода к их конструированию, эти установки обладают огромными мощностями, до 100 МВА, и большими габаритами, особого внимания к себе требует узел, вводящий электроэнергию в технологический процесс, который называют короткой сетью или же вторичным токоподводом.

Короткая сеть – это часть конструкции печи, подводящая электрический ток от вторичной стороны печного трансформатора в рабочее пространство. От параметров короткой сети, среди которых, в частности, индуктивное и активное сопротивление, зависит равномерность протекания технологического процесса в печи, а также соотношение реактивной и активной мощности, генерируемой установкой.

В рассматриваемой конструкции токоподвод (Рис. 1) выполнен таким образом, что одна из фаз сильно длиннее остальных (фаза A - 21,5 м, фаза B – 11,8 м, фаза C – 10 м) это и является причиной асимметрии.

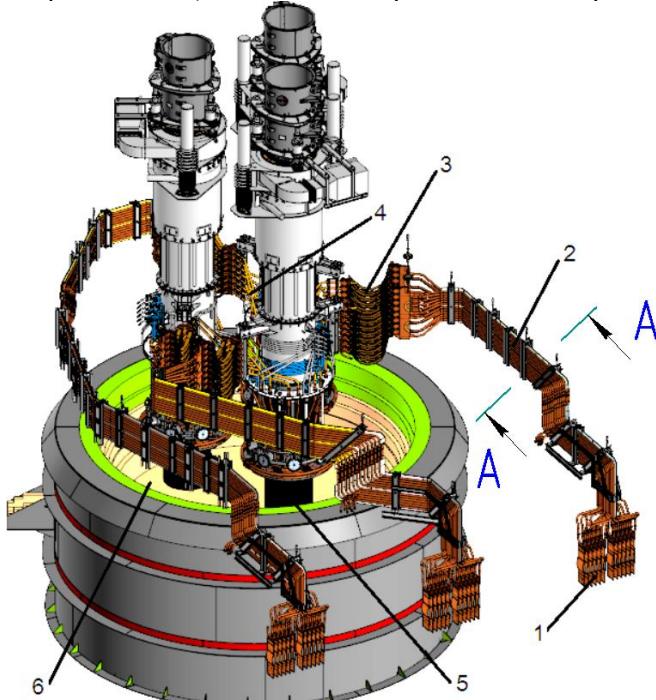


Рис. 1 – 3D-модель РКО-22; 1 – компенсаторы, 2 – шинный пакет, 3 – гибкая часть, 4 – токоввод электрода; 5 – электрод, 6 – рабочее пространство.

Жёсткий трубошинный пакет, представленный на разрезе А-А (Рис. 2) исходя из экономической плотности тока $j_3 = 3 \text{ A/mm}^2$ выполнен из 12 трубошин имеющих размеры $\varnothing 50 \times 10$.

Используя различные варианты взаимного расположения проводников – перешитовку, и сохранив внешние габариты и межосевые расстояния, был выполнен расчет для нескольких вариантов компоновки и проведен анализ результатов.

В исследовании для поиска лучшего варианта компоновки шинного пакета применен аналитический метод обобщающих выражений [1], вычисления выполнены в Excel.

Расчет индуктивных сопротивлений фаз для различных вариантов перешитовки данной конфигурации шинного пакета (Рис. 3) и анализ полученных результатов (Таблица 1) показал, что желательной компоновкой для фазы *A* является шахматный тип, для фазы *B* и *C* – горизонтальный коридорный.

A-A

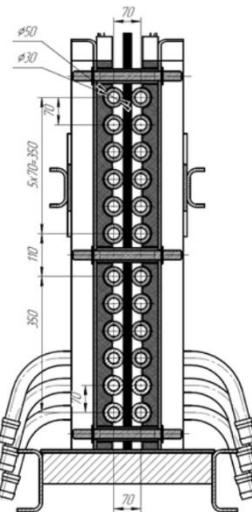


Рис. 2 – Разрез А-А. Геометрические размеры, в поперечном сечении, исходной конструкции жесткого пакета трубошин.

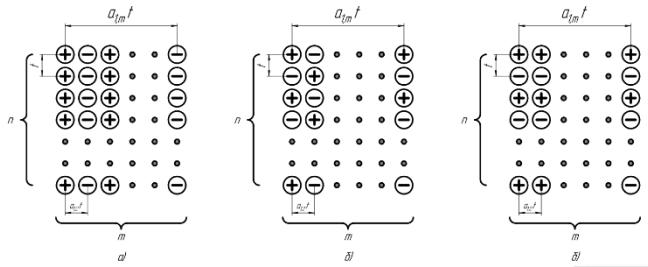


Рис. 3 – Виды перешихтовок трубчатых пакетов коротких сетей:
а) коридорный вертикальный, б) шахматный, в) коридорный
горизонтальный

**Таблица 1 – Данные расчета индуктивных сопротивлений
при различных видах шихтовки пакета трубошин**

Вид перешихтовки трубчатого пакета	Фазные реактивные сопротивления, мОм	Среднефазное индуктивное сопротивление, мОм	Коэффициент асимметрии, %
Коридорный вертикальный (исходный)	$X_a = 0,4853$ $X_b = 0,2663$ $X_c = 0,2257$	0,3258	79,6
Коридорный горизонтальный	$X_a = 0,2374$ $X_b = 0,1303$ $X_c = 0,1104$	0,1594	79,7
Шахматный	$X_a = 0,1480$ $X_b = 0,0812$ $X_c = 0,0689$	0,0993	79,7
Рекомендуемый	$X_a = 0,1480$ $X_b = 0,1303$ $X_c = 0,1104$	0,1296	29

Изменение конструкции шинного пакета в соответствии с проведенными расчетами позволят снизить коэффициент асимметрии между фазами почти в 3 раза, а также снизить среднефазное индуктивное сопротивление примерно в 2,5 раза:

$$\frac{K_{ac1}}{K_{ac2}} = \frac{79,7\%}{29\%} = 2,74; \quad \frac{X_{cp1}}{X_{cp2}} = \frac{0,3258}{0,1295} = 2,52.$$

Вывод: разбалансировка токов между фазами была существенно уменьшена без дополнительных капитальных затрат. Это особенно ценно на предприятиях, где возможности изменения трассировки шинопровода или расстояний между фазами ограничены. Среднее индуктивное сопротивление фаз снизилось в 2,5 раза, что напрямую влияет на снижение $\cos \varphi$ в цепи, повышение энергоэффективности печного агрегата и улучшение условий работы электрической дуги.

Литература:

1. Данцис Я. Б. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей. Справ. изд. / Данцис Я. Б., Жилов Г. М. и др./ 2-е изд. перераб. и доп. – Владимир: Изд-во Металлургия, 1987. – 320 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ИНДУКЦИОННОЙ ЛАБОРАТОРНОЙ ТИГЕЛЬНОЙ ПЕЧИ

А. А. Косицын

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, aleksandrkosicyn22@gmail.com

Научный руководитель: Алиферов А. И., д.т.н., профессор

Проведено исследование режимов работы индукционной тигельной печи ИСТ-0.01/0.01-18.0-II при нагреве цилиндрических металлических заготовок различных диаметров и магнитных свойств. Выполнено сравнение двух аналитических методик расчёта (метод полного магнитного потока и метод электромагнитного поля) с численным моделированием в программной среде HIT. Оценена точность каждого подхода и определено влияние температурной зависимости материала на энергетические показатели нагрева.

This work investigates the operating modes of the induction crucible furnace IST-0.01/0.01-18.0-II during the heating of cylindrical metallic billets of various diameters and magnetic properties. Two analytical calculation methods (full magnetic flux method and electromagnetic field method) are compared with numerical simulation performed in the HIT software. The accuracy, applicability, and influence of temperature-dependent material properties on heating efficiency are evaluated.

В инженерной практике по-прежнему отсутствует полноценный сопоставительный анализ применимости различных аналитических и численных методик расчёта электрических параметров для металлических заготовок с различными физическими свойствами, что затрудняет корректную оценку процессов индукционного нагрева в широком диапазоне частот. В связи с этим возникает необходимость выбора оптимального метода расчёта, обеспечивающего требуемую

точность при инженерных расчётах, проектировании оборудования и настройке режимов работы индукционных установок.

В данной работе исследуются режимы нагрева металлических цилиндров в лабораторной индукционной тигельной печи ИСТ-0.01/0.01-18.0-И1. Рассматриваются четыре типа образцов: сплошные магнитные и немагнитные цилиндры различного диаметра и полый магнитный цилиндр. Основные электрофизические свойства материалов изучены при двух температурах — 20 °C и 300 °C.

Цель исследования заключается в сравнении двух аналитических методик расчёта — метода теории полного магнитного потока и метода электромагнитного поля — с численным моделированием в программе НИТ, позволяющей учитывать температурные зависимости удельного сопротивления и магнитной проницаемости.

В методе полного магнитного потока расчёт выполняется на основе схемы замещения, сформированной в соответствии с методом полного магнитного потока (Рисунок 1). В рамках метода определяются отдельные элементы схемы как эквивалентные сопротивления участков бесконечной длины, с последующим приведением полученных величин к току короткого индуктора.

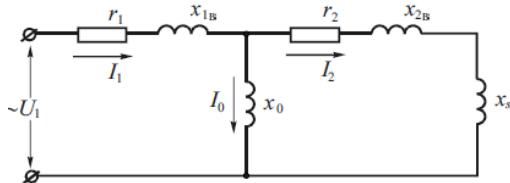


Рис. 1 – Схема замещения индуктора с цилиндрической загрузкой

Сущность метода расчета по теории электромагнитного поля для системы индуктор — загрузка заключается в разбиении пространства на отдельные участки и последующем определении активных и реактивных мощностей электромагнитного поля на каждом участке P_{ai} и P_{ri} . После вычисления всех активных и реактивных мощностей определяются электрические параметры системы.

Метод расчета в программной среде НИТ позволяет учесть температурные зависимости параметров материала, что повышает точность моделирования. На Рисунке 2 представлена модель исследуемой заготовки, ее расположение относительно футеровки печи и индуктора. На основании этого изображения проводились расчеты.

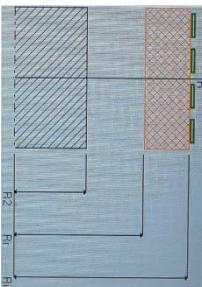


Рис. 2 – Эскиз расположения заготовки относительно плавильного пространства: R – ось нагрева; R2 – радиус заготовки; Rr – радиус Ri

Сравнительный анализ показал, что отклонение аналитических методов от численного моделирования увеличивается с возрастанием частоты. Выбор метода расчета зависит от требуемой точности. Аналитические методы полезны, когда требуется произвести оценку, преимущественно на низких частотах. Для более точного численного расчета требуется дополнительная установка ПО, но результаты получаются точнее. Использование НИТ позволяет корректно учитывать зависимые от температуры свойства материала, из-за чего аналитические методы теряют точность при длительных режимах нагрева.

В Таблице 1 приведены результаты расчета электрических параметров при температурном режиме 20 – 300 °C при частоте 20кГц.

Таблица 1 – Результаты при температурах 20°C/300°C

	Метод расчета по теории полного магнитного потока	Метод расчета по теории электромагнитного поля	Программный расчет в НИТ
Образец 1	Сплошной немагнитный цилиндр $d = 78 \cdot 10^{-3}$ м		
P_a Вт	402/439	358/392	632/720
$\cos \varphi$	0.015/0.016	0.011/0.011	0.021/0.023
$\eta_{эл}$	0.47/0.492	0.444/0.467	0.7/0.73
Образец 2	Сплошной магнитный цилиндр $d = 78 \cdot 10^{-3}$ м		
P_a Вт	2580/2897	2600/2991	4558/6293
$\cos \varphi$	0.055/0.061	0.043/0.05	0.1/0.15
$\eta_{эл}$	0.863/0.878	0.865/0.882	0.95/0.965

Образец 3	Сплошной немагнитный цилиндр $d = 98 \cdot 10^{-3}$ м		
P_a Вт	639/697	646/707	1719/1970
$\cos \varphi$	0.019/0.02	0.016/0.017	0.028/0.031
$\eta_{\text{эл}}$	0.558/0.58	0.564/0.586	0.75/0.77
Образец 4	Полый магнитный цилиндр $d = 114 \cdot 10^{-3}$ м		
P_a Вт	7267/8458	5235/6445	8123/10790
$\cos \varphi$	0.129/0.151	0.084/0.102	0.2/0.25
$\eta_{\text{эл}}$	0.935/0.946	0.913/0.931	0.964/0.974

При сравнении точности расчёта мощности, выделяющейся в цилиндрической загрузке, установлено, что для немагнитных образцов оба аналитических метода обеспечивают удовлетворительное совпадение с численным моделированием НИТ в области низких частот. По мере увеличения частоты погрешность возрастает, причём метод полного магнитного потока демонстрирует более сильное отклонение от эталонных значений, в качестве которых были приняты значения, полученные численным путем, тогда как метод электромагнитного поля сохраняет приемлемую точность в более широком диапазоне частот.

Для магнитных цилиндров при тех же диаметрах и температурах ошибка аналитических методик существенно выше.

Ниже приведена формула (1), используемая оценки точности аналитических методов и графики (Рисунок 3).

$$\delta = \frac{X_M - X_{\text{НИТ}}}{X_{\text{НИТ}}} \cdot 100\% \quad (1)$$

M1 – Метод расчета по теории полного магнитного потока

M2 – Метод расчета по теории электромагнитного поля

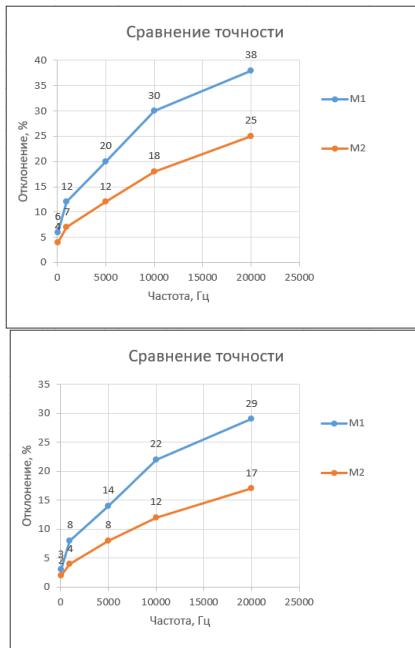


Рис. 3 – Сравнение точности расчета для немагнитного цилиндра (а) и магнитного цилиндра (б) (при одинаковых геометрических размерах)

В результате метод полного магнитного потока уже при средних частотах даёт значительные расхождения с численным расчётом, а метод электромагнитного поля, хотя и остаётся более точным, так же дает большую погрешность. Таким образом, численная методика оказывается наиболее универсальной и надёжной как для немагнитных, так и для магнитных материалов, особенно в зоне повышенных частот.

В ходе исследования установлены диапазоны частот, в которых аналитические методы обеспечивают минимальную и максимальную точность расчёта мощности, что позволило выявить закономерности изменения погрешности в зависимости от режима нагрева.

В работе был сделан шаг к систематизации подходов к расчёту параметров индукционного нагрева, что открывает перспективы для дальнейших исследований в этой области.

Литературы

1. Алиферов А. И., Лупи С. Электроконтактный нагрев металлов: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 224 с.
2. Алиферов А. И., Лупи С., Форзан М. Электротехнологические установки и системы. Установки индукционного нагрева: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. – 160 с.
3. Вайнберг А. М. Индукционные плавильные печи: учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1967. – 416 с.
4. Индукционный нагрев ферромагнитной стали. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 200 с.
5. Свенчанский А. Д. Электрические промышленные печи: в 2 ч. Ч. 1: учебник для вузов по специальности «Электротермические установки». 2-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1975. – 382 с.
6. Слухоцкий А. Е., Немков В. С., Павлов И. А., Бамунэр А. В. Установки индукционного нагрева: учеб. пособие для вузов / под ред. А. Е. Слухоцкого. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 328 с.
7. Алиферов А. И., Бикеев Р. А., Горева Л. П., Малышев С. Н., Синицын В. А., Домаров П. В., Хомяков А. С. Учебно-научная лаборатория автоматизации электротехнологических комплексов и теплообменных процессов в электротехнологическом оборудовании. Ч. 1. Оборудование: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 124 с.
8. Чередниченко В. С., Лебединская Н. А., Малышев С. Н. Установки индукционного нагрева: методические указания для выполнения курсового проекта студентам ЭМФ (специальность 0613) 4 и 5 курсов дневного отделения. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. электротехн. ин-та, 1984. – 33 с.
9. Алиферов А. И., Лупи С. Индукционный и электроконтактный нагрев металлов: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 411 с.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИНДУКЦИОННЫХ МГД УСТРОЙСТВ

А. Д. Кочергина, Л. А. Сюрбак
Сибирский федеральный университет,
г. Красноярск, adkochergina21@gmail.com
Научный руководитель: Тимофеев В. Н., д.т.н., профессор

Предложена методика повышения эффективности индукционных МГД устройств при помощи изменения геометрических параметров индуктора. Эффективность индукторов определяется по обмоточному коэффициенту.

A method for increasing the efficiency of induction MHD systems by varying the geometric parameters of the inductor is proposed. The efficiency of inductors is determined by the winding coefficient.

Эффективность индукционных МГД устройств зависит от многих факторов, в том числе от геометрических параметров и конструктивных особенностей [1]. Рассмотрим расчётную модель индуктора с трёхфазной компенсирующей обмоткой, представленную на Рис. 1.

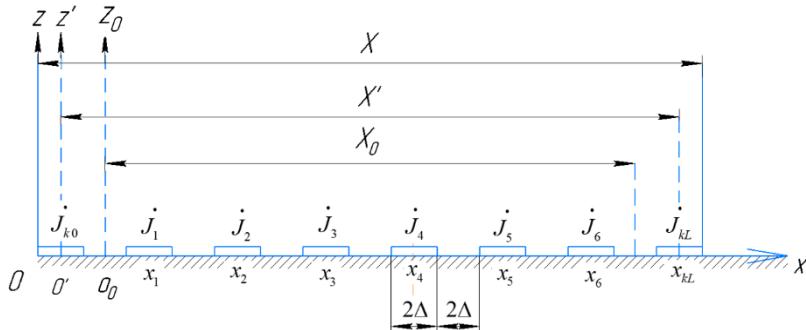


Рис. 1 – Расчётная модель индуктора с трёхфазной компенсирующей обмоткой

Для упрощения принято, что ширина всех пазов одинакова и равна ширине зубцов 2Δ . Первый индуктор имеет длину $X_0 = 24\Delta$ с максимально прижатыми компенсирующими элементами к его торцам. Ширина крайних зубцов равна половине средних и равна Δ .

Длина второго индуктора увеличена на 4Δ для размещения компенсирующих элементов шириной 2Δ с каждой стороны, поэтому его длина составляет $X = 28\Delta$. Третий индуктор имеет длину $X = 30\Delta$ и одинаковую ширину зубцов и пазов.

Обмоточный коэффициент определяется выражением [3]

$$C_{kn}^{\square} = \sum_{m=1}^M \sin\left(\frac{2n\pi}{X} \cdot \Delta_m\right) \cdot e^{i\left(\frac{2n\pi}{X} \cdot x_m - k \cdot \psi_m\right)} = C_{kn} \cdot e^{i\beta_{kn}}.$$

Для каждого из индукторов были рассчитаны фазы токов для пазов для построения векторной диаграммы, результаты расчётов представлены в таблицах 1 и 2 [2].

Таблица 1 – Расчёт параметров индуктора $X = 30\Delta$

m	0	1	2	3	4	5	6	L
Ψ_m	240°	0°	60°	120°	180°	240°	300°	60°
x_m	Δ	5Δ	9Δ	13Δ	17Δ	21Δ	25Δ	29Δ
φ_m	132°	60°	48°	36°	24°	12°	0°	288°

Таблица 2 – Расчёт параметров индуктора $X = 24\Delta$

m	0	1	2	3	4	5	6	L
Ψ_m	240°	0°	60°	120°	180°	240°	300°	60°
x_m	0	2Δ	6Δ	10Δ	14Δ	18Δ	22Δ	24Δ
φ_m	120°	30°	30°	30°	30°	30°	30°	-300°

Векторные диаграммы для индукторов длиной 30Δ и 24Δ представлены на Рисунках 2 и 3 соответственно.

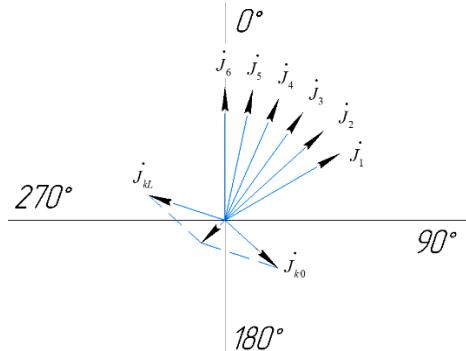


Рис. 2 – Векторная диаграмма для индуктора 30Δ

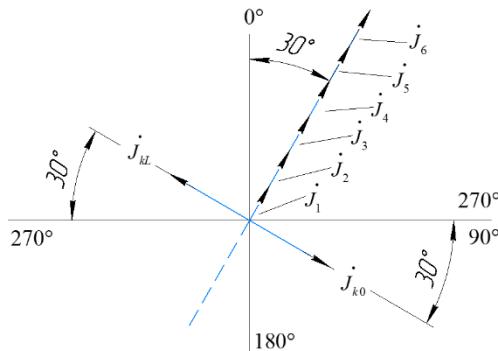


Рис. 3 – Векторная диаграмма для индуктора 24Δ

У классического индуктора с длиной 30Δ векторы плотности тока «распустились», а компенсирующие элементы создают силу, которая противодействует векторам J и ухудшает работу индуктора в целом. У индуктора с длиной 24Δ компенсирующие элементы в начале и конце индуктора компенсируют друг друга, а векторы J складываются алгебраически. Работа индуктора более эффективна.

Расположение компенсирующих элементов значительно влияет на электромагнитные характеристики МГД-перемешивателя. Результат работы говорит о том, что одним из способов определения эффективности индуктора является расчёт и построение векторной диаграммы линейной плотности тока в пазах.

Литература:

1. Вольдек А. И., Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкокометаллическим рабочим телом: учебник / А. И. Вольдек. – Москва: Энергия, 1970. – 272 с.
2. Кочергина А. Д., МГД-перемешиватель с полигармоническим током: дис. – Красноярск, 2024. – 44 с.
3. Патент 2683596, МПК H02K 41/025 Российская Федерация. Индуктор линейной индукционной машины / В.Н. Тимофеев. – № 2018117423; заявл. 10.05.2018; опубл. 29.03.2019, Бюл. № 22. – 13с.: ил

КОМПЛЕКСНЫЙ АНАЛИЗ ГАРНИСАЖА В СТАЛЕПЛАВИЛЬНЫХ ДУГОВЫХ ПЕЧАХ

В. А. Кузнецов, Ф. Д. Бороденко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru**

Научный руководитель: Алиферов А. И., д.т.н., профессор

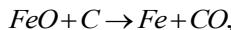
Рассмотрены физико-химические основы формирования гарнисажа: смачиваемость шлака, коррозия MgO -огнеупоров, образование промежуточных фаз и кристаллизация. Показано, что MgO -насыщение шлака минимизирует износ футеровки. Стабильный гарнисаж снижает теплопотери на 10–20%, расход оgneупоров — до 45%, повышает энергоэффективность. Проанализированы методы мониторинга (термометрия, акустика, лазерное сканирование) и перспективы ИИ-управления.

Physicochemical mechanisms of skull formation (wetting, MgO dissolution, interfacial reactions, solidification) are analyzed. MgO-saturated slag minimizes refractory wear. A stable skull reduces heat losses by 10–20%, refractory consumption by up to 45%, and improves energy efficiency. Monitoring methods (thermal, acoustic, laser) and AI-based predictive control are reviewed.

Гарнисаж в сталеплавильных дуговых печах представляет собой отвердевший слой шлака на поверхности огнеупорной футеровки. Его формирование — результат сложного взаимодействия термодинамических, химических и гидродинамических процессов, и правильное управление этим явлением является ключевым фактором надёжности и энергоэффективности производства.

Центральным принципом управления коррозией является достижение MgO -насыщения шлака. При насыщении химический потенциал MgO в шлаке и оgneупоре выравнивается, и растворение MgO практически прекращается. Для этого регулируют базичность ($CaO/SiO_2 > 2$) и вводят MgO -содержащие добавки (доломит). Термохимическое моделирование (например, в FactSage) позволяет точно прогнозировать условия насыщения [1].

Один из первичных механизмов — смачиваемость расплавленного шлака на поверхности MgO -С оgneупоров. Высокий угол смачивания и поверхностное натяжение препятствуют проникновению шлака, однако при взаимодействии FeO (в шлаке) с графитом (в оgneупоре) идёт реакция окисления:



что приводит к образованию пористого декарбюризационного слоя и активному разрушению футеровки [2].

Структура гарнисажа неоднородна: внешний слой — аморфный (стекловидный), внутренний — кристаллический, с дендритами ларнита ($2CaO \cdot SiO_2$), магнетита (Fe_3O_4), хромита и спинелей ($MgAl_2O_4$).

Таблица 1 – Основные кристаллические фазы гарнисажа

Компонент	Химическая формула	Роль в структуре гарнисажа
Ларнит	$2CaO \cdot SiO_2$	Основная кристаллическая фаза, образуется при охлаждении.
Магнетит	Fe_3O_4	Магнитная фаза, образуется при высоких температурах.
Хромит	$(Mg, Fe, Cr)_2O_4$	Образуется при плавке хромистых сталей, повышает твердость.
Спинели	$MgAl_2O_4$, $FeAl_2O_4$	Образуются из Al_2O_3 и MgO/FeO , повышают стабильность слоя.
Аморфная матрица	SiO_2 , CaO , Al_2O_3 и др.	Быстро затвердевший шлаковый остеклованный материал.

Пенообразующий шлак — важнейший инструмент управления: он защищает футеровку от прямого излучения дуги (до 25% энергии), повышает КПД на 10–30% и способствует равномерному формированию гарнисажа.

Гидродинамика также критична: естественная конвекция вызывает локальное переохлаждение у стенок и образование гарнисажа, тогда как зоны под дугой остаются «чистыми». Электромагнитное перемешивание (EMS) позволяет гомогенизировать температуру, предотвратить рост нижнего гарнисажа и снизить энергопотребление на 3–5% [3].

Положительные эффекты стабильного гарнисажа:

- защита огнеупоров (расход меньше на 9–45%);
- теплоизоляция (теплопотери меньше на 10–20%, ~83–143 кВт·ч/т);
- уменьшение расхода электродов (на 8–10%), времени плавки (на 4–5%) и увеличение производительности (на 5–7%).

Методы диагностики:

- Термометрия (встроенные термопары, FBG-волокна) — расчёт толщины по градиенту температур;
- Акустические методы: AU-E — измерение слоёв (точность 4–7%), AE — раннее обнаружение микротрещин;
- Лазерное сканирование — 3D-модель износа футеровки;
- ИИ-прогнозирование — модели на базе GRU/нейросетей с RMSE ~3–4°C.

Таким образом, гарнисаж — не вредный налёт, а управляемый элемент технологии, определяющий экономическую эффективность дуговой печи. Его стабильность зависит от сбалансированного контроля состава шлака, температуры, гидродинамики и применения цифровых методов мониторинга. Перспективы связаны с разработкой «самовосстанавливающихся» огнеупоров, интеграцией NDT-систем и переходом к предиктивному обслуживанию на основе ИИ. Эффективное управление гарнисажем является маркером технологической зрелости сталеплавильного производства.

Литература:

1. Bhagurkar A. G., Qin R. The Microstructure Formation in Slag Solidification at Continuous Casting Mold // Metals. – 2022. – Vol. 12, Iss. 4. – P. 617. – doi: 10.3390/met12040617.
2. Cho M.-K., Van Ende M.-A., Eun T.-H., Jung I.-H. Investigation of slag-refractory interactions for the Ruhrstahl Heraeus (RH) vacuum degassing process in steelmaking // Journal of the European Ceramic Society. – 2012. – Vol. 32. – P. 1503–1517.

3. Lee E.-S., Kim H.-K., Jung E.-W., Teng L., Kim K.-S., Andersson J., Yang H. Problems with and Solutions to Skull Formation in EBT Furnace for Tooling and Stainless Steel Production // AISTech 2020 Conference Proceedings. – 2020. – P. 56–63.

РАСЧЕТ И АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ В КОНТАКТНОЙ ЩЕКЕ РУДНОТЕРМИЧЕСКОЙ ПЕЧИ

М. И. Никитин

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru
Научный руководитель: Горева Л. П., к.т.н., доцент

В данной работе исследовалось влияние различных геометрических параметров на работу контактных щек руднотермической печи. Был проведен сопряженный расчет модели щек, а именно электромагнитный и тепловой в программе ANSYS Maxwell.

In this paper, the influence of different geometric parameters of the furnace contact plates on the operation of the submerged arc furnace was investigated. The associated calculation of the model of the plate, namely electromagnetic and thermal in the program ANSYS Maxwell was carried out.

Руднотермические печи – это электротермические установки большой мощности (обычно от единиц до сотен МВА), предназначенные для прямого нагрева металлоруд при выплавке ферросплавов и карбидов (Рисунок 1, а). В руднотермических печах для подвода рабочего тока преимущественно применяют самоспекающиеся расходуемые электроды, которые состоят из тонкостенного **стального кожуха**, заполненного электродной массой. К электроду ток подводится от контактных щек, которые имеют каналы водяного охлаждения.

В данной работе исследуется влияние геометрии каналов охлаждения контактных щек на температурное поле его спекания. Для исследования, взяв в расчет то, что щеки конструктивно одинаковы, токи протекают одинаковые и мощность выделяется симметрично, выбираем сектор равный одной восьмой ($1/8$) объема электрода, включающий одну щеку. При этом разбивая этот сектор по средней линии между щеками, чтобы тепловые потоки между ними были нулевые. Расчетная модель, используемая при расчете, представлена на Рисунке 1, б. Также принимаются следующие допущения: электрод и его кожух не являются цельным, а состоят из нескольких частей с разными теплофизическими свойствами, также граница кожуха находится выше нижнего края на 300 мм, потери от вихревых токов не учитываются, из короткой сети в

расчете учитывается только гибкие кабеля, которые идут к щеке, токоподвод к щеке собирается в треугольник на участке, предшествующем электроду.

Исследование контактной щеки произведено в программе ANSYS Maxwell, в которой используется метод конечных элементов.

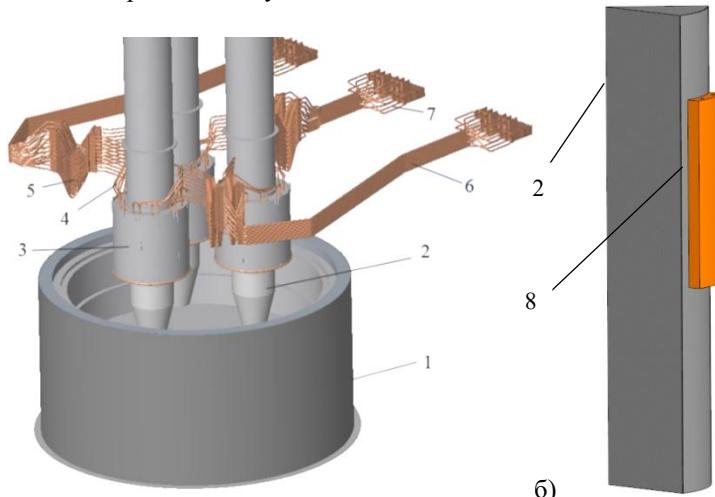


Рис. 1 – а - эскиз круглой открытой рудовосстановительной печи:
1 – ванна; 2 – электрод; 3 – кольцо прижима контактных щек; 4 – трубы
электрододержателя; 5 – кабельная гирлянда; 6 – шихтованный пакет
шин; 7 – мост расщихтовки, б – расчетная модель: 8 – контактная щека

Проведено исследование влияния ступенчатой конфигурации каналов охлаждения на величину теплового потока снимаемого охлаждающей водой с поверхности канала. Для исследования использовалось несколько конструкций щек. В геометрии изменялись следующие параметры: расстояние между концом щеки и точкой изменения диаметра h (Рис. 2, б), расстояние между электродом и водоохлаждаемыми каналами t (Рис. 2, а).

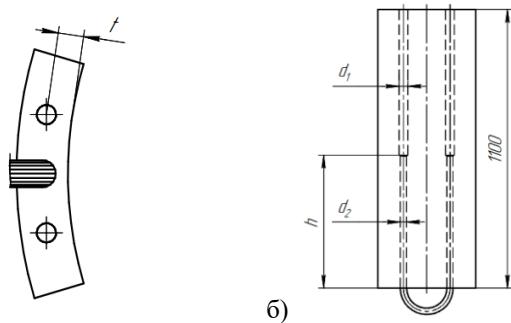
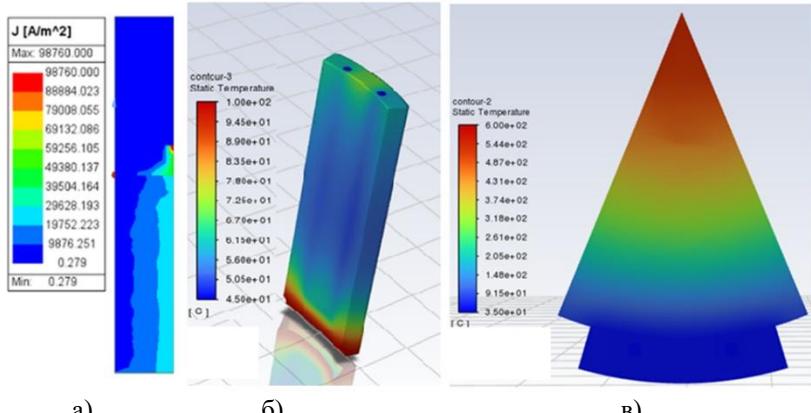


Рис. 2 – Различные конструкции щек, используемые в исследовании

Для постановки электромагнитной задачи были приняты следующие граничные условия: сила тока, входящего в щеку, равна 11 кА, контактное сопротивление в зоне «щека-кожух» равно 0,5 мОм, на боковых гранях расчетной части электрода граничное условие симметрии, на границе моделируемой области задано условие параллельности линий магнитного потока.

Границные условия необходимые для решения тепловой задачи: рассчитанный источник мощности (в электромагнитной задаче), скорость воды на подаче в каналы щеки: 1 м/с, температура воды на входе: 45 °C, давление на выходе 0 Па и граничные условия на участках модели. А именно граничные условия 3-го рода на стенах щеки (кроме нижней), на верхнем конце электрода и части кожуха ниже мантия, часть стеки кожуха ниже уровня трети щеки; граничные условия 1-го рода на нижней стенке щеки, на боковой стенке электрода расположенной в печном пространстве, нижний конец электрода.

Полученные результаты исследования представлены на Рис. 3:



а)

б)

в)

Рис. 3 – а - распределение тока по электроду, б – распределение температурного поля по контактной щеке, в – распределение температурного поля по торцу электрода

Таблица 1 – Результаты расчета моделей с разным расстоянием от конца щеки до точки изменения диаметра

Расстояние от конца щеки, мм	275	525	775
Отводимая мощность сверху щеки, Вт	4360	3674	2545
Отводимая мощность снизу щеки, Вт	3806	5230	5992

Из полученных результатов можно понять, что при увеличении расстояния от конца щеки до границы смены диаметра мощность, которая отводится водой от контактных щек сверху, уменьшается, а снизу увеличивается. Это происходит вследствие того, что площадь поверхности сверху уменьшается, а снизу увеличивается. А так как тепловой поток пропорционален площади поверхности приходим к этому результату.

Таблица 2 – Результаты расчета моделей с разным расстоянием от водоохлаждаемых каналов до электрода

Расстояние от каналов до электрода, мм	Отводимая мощность сверху щеки, Вт	Отводимая мощность снизу щеки, Вт
25	3623	5784
40	3125	5187

Из полученных результатов можно понять, что при увеличении расстояния от водоохлаждаемых каналов до электрода отводимая мощность сверху уменьшается, а снизу увеличивается. Это происходит из-за того, что термическое сопротивление меди увеличивается. Это видно из следующего выражения для теплового потока [1]:

$$Q = \frac{(t_n - t_w)}{R_\Sigma}, \text{ Вт}$$

где $R_\Sigma = \frac{1}{\alpha \cdot F} + \frac{\Delta}{\lambda \cdot F}$ - суммарное термическое сопротивление, К/Вт;

Δ - расстояние от водоохлаждаемых каналов до электрода, м;
 F – площадь поверхности стенки контактной щеки, м^2 ; α - коэффициент теплоотдачи, $\text{Вт}/(\text{К}\cdot\text{м}^2)$; λ - теплопроводность, $\text{Вт}/(\text{К}\cdot\text{м})$; t_n – температура прилегающего к щеке электрода, $^\circ\text{C}$; t_w – температура воды в каналах щеки, $^\circ\text{C}$.

В дальнейшем эта модель может быть дополнена процессами фазовых превращений в электродре с получением профиля границы зоны спекания электрода.

Литература:

- Чередниченко В. С., Синицын В. А., Алиферов А. И., Тюков В. А., Шаров Ю. И. Теплопередача в электротехнологии. Упражнения и задачи: учеб. пособие для вузов. - 2-е изд., перераб, и дополн. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 571 с.

МГД МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ЛИКВАЦИИ В ВЫСОКОЛЕГИРОВАННЫХ СЛИТКАХ ИЗ АЛЮМИНИЕВЫХ СПЛАВОВ

В. В. Симахин, Р. И. Константинов

Сибирский федеральный университет

г. Красноярск, mega.simakhin@mail.ru

Научный руководитель: Сергеев Н. В., к.т.н., доцент

В данной работе рассмотрено влияние магнитогидродинамических (МГД) методов на качество получаемых высоколегированных слитков из алюминиевых сплавов, в частности, из сплава Al-Mn 10.

This paper examines the influence of magnetohydrodynamic (MHD) methods on the quality of high-alloy ingots obtained from aluminum alloys, in particular from the Al-Mn 10 alloy.

Введение. Высоколегированные алюминиевые сплавы, такие как система Al-Mn, широко востребованы в судостроении, автомобильной, авиационной, космической и металлургической промышленности благодаря сочетанию высокой прочности, коррозионной стойкости и жаропрочности. Однако процесс кристаллизации крупных слитков таких сплавов сопряжен с интенсивной дендритной ликвацией, приводящей к значительной химической неоднородности по сечению слитка. Для сплава Al-Mn 10 это выражается в неравномерном распределении марганца, что негативно сказывается на механических свойствах и однородности конечных изделий после прокатки и термообработки. Традиционные методы разливки зачастую не позволяют эффективно подавить конвективные потоки и обеспечить стабильное направленное затвердевание.

Постановка проблемы. Основной причиной ликвации в сплавах является широкий интервал кристаллизации и разница в плотностях между обогащенным и обедненным легирующими элементами расплавом [1]. В условиях гравитационной конвекции возникает канальная сегрегация и зональная неоднородность. Это приводит к образованию отрицательной осевой ликвации в верхней части слитка, повышению хрупкости и снижению пластичности в зонах с повышенным содержанием Mn и затруднениям при последующей горячей деформации из-за неоднородности структуры.

Применение магнитогидродинамических (МГД) методов

МГД-методы основаны на принудительном перемешивании жидкой сердцевины кристаллизующегося слитка с помощью электромагнитных перемешивателей (ЭМП). Это обеспечивает электромагнитное силовое воздействие на жидкую сердцевину, изменяя тепловое состояние в области фронта кристаллизации. Также обеспечивается механическое воздействие на фронт кристаллизации, в результате которого подавляется формирование разветвлённой дендритной структуры, уменьшаются диффузионные процессы на границе раздела твёрдой и жидкой фазы. Это способствует выносу обломков дендритов в объём жидкой сердцевины, создание новых очагов кристаллизации [2].

Для решения проблемы ликвации предлагается использование МГД-подходов, позволяющих управлять гидродинамическими процессами в жидкой фазе на стадии затвердевания. В данной работе исследуется два основных метода:

1. МГД-перемешивание с помощью бегущего магнитного поля (БМП). БМП индуцирует в расплаве силу, вызывающую контролируемое течение, которое разрушает развивающиеся дендритные скелеты и выравнивает температурно-концентрационные поля [1].

2. МГД-перемешивание с помощью импульсного магнитного поля (ИМП). ИМП создаёт вынужденные конвективные потоки, которые мешают росту крупных дендритных структур, измельчают кристаллы, создают новые точки кристаллизации за счёт переноса обломков дендритов. Эффект процесса регулируется интенсивностью поля и продолжительностью его импульсов. В частности, вращающееся поле улучшает перемешивание, а реверс потоков выравнивает химический состав слитка [2].

3. МГД-стабилизация с помощью осевого постоянного магнитного поля. Сильное постоянное поле подавляет турбулентную конвекцию, оказывая демпфирующее воздействие на жидкую фазу, что способствует переходу к стабильному ламинарному режиму и направленной кристаллизации [1].

Добавление легирующих добавок несёт, как положительные влияние для характеристик конечного продукта, так и вызывает определенные сложности в применении МГД методов. При МГД-перемешивании использование тугоплавких добавок приводит к тому, что дисперсные тугоплавкие частицы увеличивают эффективную вязкость в зоне кристаллизации, а при добавлении легкоплавких добавок происходит усиление микроликвации и изменение электропроводности расплава. При МГД-кристаллизации это вызывает: сложность контроля размера зерна при высокой скорости охлаждения и риск образования агломератов – при добавлении тугоплавких добавок; расширение интервала кристаллизации, снижение электропроводности расплава и изменение теплового баланса – при добавлении легкоплавких добавок.

Для проведения данного опыта стоит воспользоваться лабораторной установкой с индукционной печью и системой электромагнитов, позволяющей генерировать как БМП, так и постоянное поле. Слитки сплава Al-Mn 10 должны отливаться в водоохлаждаемый кристаллизатор.

Условиями для эффективного перемешивания являются сохранение высокой температуры в расплаве до момента кристаллизации, обеспечение средней скорости циркуляции потоков металла в диапазоне от 0,1 до 0,6 м/с [2].

Опираясь на опыт в применении МГД методов в металлургической промышленности, стоит упомянуть запатентованные разработки МГД-перемешивателя от Лаборатория физической гидродинамики ИМСС УрО РАН (Рисунок 1) [4]

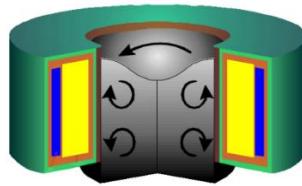


Рис. 1 – Модель МГД-перемешивателя к плавильно-литейной установке для непрерывного литья слитка от ООО «НПЦ Магнитной гидродинамики» (Рис. 2) [5].

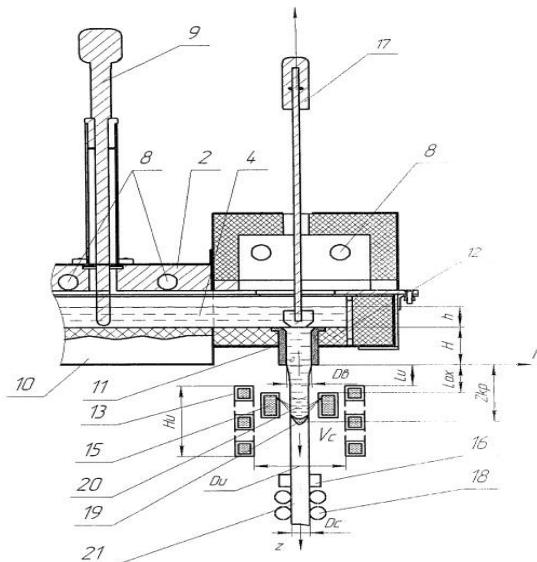


Рис. 2 – Плавильно-литейная установка для непрерывного литья слитка (разрез)

Планируемые результаты. Опираясь на результаты работы из [3] можно предположить существенное влияние МГД-воздействия на характер ликвации.

При использовании БМП будет наблюдаться значительное измельчение макрозерна и сокращение протяженности зоны осевой ликвации на по сравнению с контрольным слитком, а также измельчение микроструктуры по всему сечению слитка в результате переохлаждения на фронте кристаллизации.

Постоянное магнитное поле позволит добиться равномерного распределения марганца за счет подавления конвекции. Структура слитка будет характеризоваться выраженной столбчатой зоной и уменьшенным размером равноосных кристаллов в осевой области.

Ожидается, что БМП способствует механическому фрагментированию дендритов и их равномерному перераспределению, в то время как постоянное поле стабилизирует фронт кристаллизации, минимизируя боковую макроликвацию.

Заключение. МГД-методы показывают высокую эффективность для управления процессом затвердевания и снижения ликвации в высоколегированных алюминиевых сплавах на примере Al-Mn 10.

БМП и ИМП являются эффективными инструментами для интенсификации массопереноса и получения мелкозернистой однородной структуры. Постоянное магнитное поле предпочтительно для получения слитков с стабильным фронтом кристаллизации и минимальной химической неоднородностью.

Комбинирование же данных методов открывает перспективы для промышленного производства высококачественных слитков с гарантированными и стабильными эксплуатационными характеристиками.

Литература:

1. Первухин М. В., Тимофеев В. Н. Современные электротехнологии для производства высококачественных алюминиевых сплавов: монография. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – 155 с.
2. Кучинский М. Ю. Электротехнология перемешивания жидкой сердцевины слитков в многоручьевом литейном комплексе: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.10. – Красноярск, 2022. – 106 с.
3. Непрерывное литье алюминиевых слитков сечением 70 мм в электромагнитный кристаллизатор на экспериментальной установке с магнитогидродинамическим перемешиванием жидкой сердцевины: научное издание / А.С. Тимофеев, Н.В. Сергеев, М.М. Мотков, Д.А. Михайлов, В.Н. Тимофеев, М.Ю. Хацаюк, Г.П. Усынина // Журнал Сибирского Федерального Университета. Техника и технологии. – 2025. – Т. 18, № 2. – С. 186–199.
4. Патент 2567970 С1, МПК B22D 11/115 (2006.01) Российская Федерация. Устройство для перемешивания расплавленного алюминиевого сплава (варианты) / С.Ю. Хрипченко, П.А. Оборин; патентообладатель Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт механики сплошных сред Уральского

отделения Российской академии наук. – № 2014132245/02; заявл. 05.08.2014; опубл. 10.11.2015, Бюл. № 31. – 6 с.

5. Патент 2745520 С1, МПК B22D 11/049 (2006.01) Российская Федерация. Способ непрерывного литья слитка и плавильно-литейная установка для его осуществления / В.Н. Тимофеев, М.В. Первухин, Н.В. Сергеев, Н.В. Тимофеев, М.Ю. Хацанж, П.А. Хоменков; патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью "Научно-производственный центр магнитной гидродинамики". – № 2020111983; заявл. 23.03.2020; опубл. 25.03.2021, Бюл. № 9. – 17 с.

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ
В МГД-ПЕРЕМЕШИВАТЕЛЯХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ РАСПЛАВОВ**

Л. А. Сюрбак, А. Д. Кочергина
Сибирский федеральный университет,
г. Красноярск, syurbleonid@mail.ru
Научный руководитель: Тимофеев В. Н., к.т.н., профессор

В данной статье аналитическим методом проведен анализ электромагнитного поля в системе «индуктор – МГД-перемешиватель – ванна с расплавом (жидкий металл)»

The analysis of electromagnetic field in the system «inductor – MHD - stirrers – bath of molten (liquid metal)»

В процессе приготовления многокомпонентных сплавов важной технологической операцией является перемешивание расплава с целью выравнивания химического состава и температуры во всем объеме ванны миксера. Перемешивание расплава в плавильных печах позволяет повысить интенсивность плавления и сократить на эту операцию потребление энергии.

В работе представлена математическая модель электромагнитного перемешивателя в системе «индуктор – МГД-перемешиватель – ванна с расплавом».

Для анализа электромагнитного поля примем следующие допущения:

1. Магнитопровод индуктора имеет магнитную проницаемость $\varphi = \infty$ и электропроводность $\gamma = 0$. В M пазов магнитопровода уложены проводники с током, каждый m -й паз заменен поверхностным током с комплексной линейной плотностью

$$\dot{J}_m = \frac{w_m \dot{I}_m}{2\Delta_m}, \quad (1)$$

где w_m – число проводников; \hat{I}_m – комплексный ток; $2\Delta_m$ ширина m -го паза.

2. Воздушный зазор равномерный и равен

$$\delta' = k_\delta k_m \delta, \quad (2)$$

где k_δ и k_m – коэффициенты, учитывающие влияния пазов и магнитного сопротивления ярма и зубцов соответственно.

3. Система имеет бесконечную длину в направлении оси y , т.е. электромагнитное поле является плоскопараллельным. Вектор комплексной напряженности электрического поля $\dot{\vec{E}} = \vec{e}_y \cdot \vec{E}_y$, вектор комплексной напряженности магнитного поля $\dot{\vec{H}} = \vec{e}_x \cdot \vec{H}_x + \vec{e}_z \cdot \vec{H}_z$, где $\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – единичные векторы прямоугольной системы координат.

4. Систему координат считаем жестко связанный с индуктором, а все элементы металла в ванне двигаются относительно индуктора с одинаковой скоростью u .

При принятых допущениях расчетная модель системы будет иметь вид, представленный на рисунке 1.

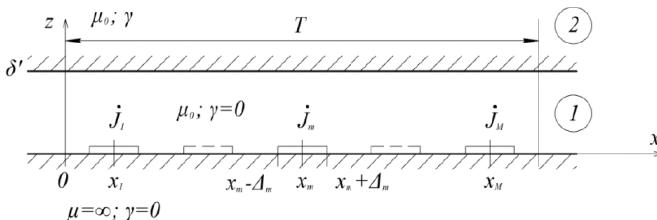


Рис. 1 – Расчетная модель МГД-перемешивателя расплава в ванне, x_m – расстояние до центра m -го паза от начала системы координат

Решение будем искать для комплексной напряженности электрического поля в области 1 ($0 \leq z \leq \delta'$) и области 2 ($\delta' \leq z \leq \infty$)

$$\dot{\vec{E}}_1 = \vec{e}_y \cdot \vec{E}_{1y}; \dot{\vec{E}}_2 = \vec{e}_y \cdot \vec{E}_{2y}.$$

В расчетных областях справедливы дифференциальные уравнения и граничные условия [1]:

$$\frac{\partial^2 \dot{E}_{1y}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_{1y}}{\partial x^2} = 0; \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 \dot{E}_{2y}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_{2y}}{\partial x^2} - i \cdot \mu_0 \cdot \gamma \cdot \omega \cdot \dot{E}_{2y} - \mu_0 \cdot \gamma \cdot u \frac{\partial^2 \dot{E}_{2y}}{\partial x^2} = 0; \quad (4)$$

$$\dot{E}_{1y} \Big|_{z=\delta'} = \dot{E}_{2y} \Big|_{z=\delta'}; \frac{\partial \dot{E}_{1y}}{\partial z} \Bigg|_{z=\delta'} = \frac{\partial \dot{E}_{2y}}{\partial z} \Bigg|_{z=\delta'}; \dot{E}_{2y} \Big|_{z \rightarrow \infty} = 0. \quad (5,6)$$

Здесь $i = \sqrt{-1}$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$; $\omega = 2\pi f c^{-1}$; f – частота тока, Гц; γ – удельная электропроводность расплава, $1/(\text{Ом} \cdot \text{м})$.

Полагая, что электромагнитное поле периодично по координате x с периодом T , будем искать решения в виде рядов Фурье в комплексной форме [2]:

$$\dot{E}_{1,2}(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{E}_{1,2}(z) e^{ik_n x}, \quad (7)$$

$$_{1,2n}(z) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{E}_{1,2}(x, z) e^{-ik_n x} dx; \quad (8)$$

$$k_n = \frac{2n\pi}{T}. \quad (9)$$

Преобразовав уравнение, определим постоянные интегрирования из граничных условий:

$$\dot{E}_{1n} = -\frac{\psi_n}{k_n} \frac{G_n(z)}{Q_n}; \dot{E}_{2n} = -\psi_n \frac{e^{\varphi_n(\delta-z)}}{Q_n}, \quad (10)$$

где

$$G_n(z) = k_n \cosh(k_n(z-\delta)) - \varphi_n \sinh(k_n(z-\delta)); \quad (11)$$

$$Q_n = k_n \sinh(k_n \delta) + \varphi_n \cosh(k_n \delta). \quad (12)$$

В соответствии с (5) запишем искомые решения:

$$\dot{E}_{1y}(x, z) = -i \frac{2\omega\mu_0}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k_n^2} \frac{G_n(z)}{Q_n} C_{1n} e^{ik_n x}; \quad (13)$$

$$\dot{E}_{2y}(x, z) = -i \frac{2\omega\mu_0}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k_n} \frac{e^{\varphi_n(\delta-z)}}{Q_n} C_{1n} e^{ik_n x}; \quad (14)$$

где

$$C_{1n} = \sum_{m=1}^M J_m \sin(k_n \Delta_m) e^{-ik_n x_m}. \quad (15)$$

На основе использования интегрального конечного преобразования с использованием рядом Фурье в комплексной форме решена двухмерная задача по анализу электромагнитных процессов в системе «индуктор – МГД-перемешиватель – ванна с расплавом».

Литература:

1. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкокометаллическим рабочим телом – Ленинград, Энергия, 1970. – 272 с.
2. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. – Л.: Издательство АН СССР, Москва, 1948. – 727 с.

Секция ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО МОДУЛЯ ИМПУЛЬСНОГО СЕЙСМОИСТОЧНИКА

Н. А. Быков

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, n.bukov.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

Разработан и обоснован выбор параметров емкостного накопителя для получения заданных величин амплитуды импульса электромагнитного удара и длительности импульса. Найден способ математического описания электромагнитных процессов, протекающих в исследуемом модуле.

A selection of capacitive storage parameters was developed and justified to achieve specified values for electromagnetic shock pulse amplitude and pulse duration. A method for mathematically describing the electromagnetic processes occurring in the module under study was found.

Построение расчетной модели необходимо для выполнения имитационного моделирования работы электромагнита. На основе данной модели было оценено влияние различных факторов, действующих на сейсмический источник и грунт, а также параметров, влияющих на формируемый силовой импульс в грунте. Для дальнейшего анализа системы была разработана расчетная модель сейсмического источника, представленная на Рис. 1.

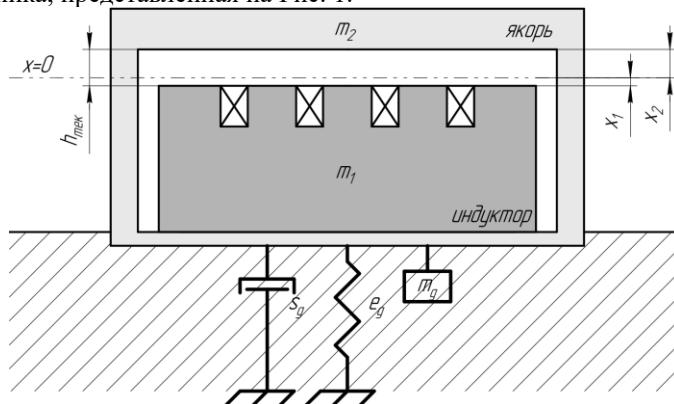


Рис. 4 - Расчетная модель силового модуля сейсмоисточника

Расчетная модель представляет собой подвижный индуктор и давящий на грунт якорь, магнитный зазор обозначен как x_2 , проседание модуля под собственным весом - x_1 . Были взяты средние значения параметров грунта (s_g, e_g, m_g), представленных в [1].

Движение системы для построения математической модели разделено по времени на три этапа: нарастание тока в обмотке до начала движения индуктора, полет индуктора до соприкосновения с якорем, совместное движение индуктора и якоря.

Система приходит в движение после того, как тяговое усилие электромагнита превышает вес индуктора и реактивной массы. На этапе выборки магнитного зазора механическое движение индуктора (1) и якоря (2) описывается уравнениями на основе принципа Даламбера:

$$m_1 \frac{d^2x_1}{dt^2} + m_1 \cdot g - F_{em}(\delta, i) = 0 \quad (1)$$

$$(m_a + m_g) \cdot \frac{d^2x_2}{dt^2} - (m_2 + m_g) \cdot g - F_{em}(\delta, i) + s_g \cdot \frac{dx_2}{dt} + \frac{x_2}{e_g} = 0 \quad (2)$$

где m_1 – масса индуктора;

m_g – масса грунта, прилегающего к опорной плите излучателя;

m_2 – масса якоря;

$F_{em}(\delta, i)$ – функция электромагнитного усилия от текущего значения тока в обмотке и магнитного зазора, зависящая от нелинейных магнитных свойств материала магнитопровода.

Характерный вид зависимости электромагнитного усилия представлен на Рис. 2.

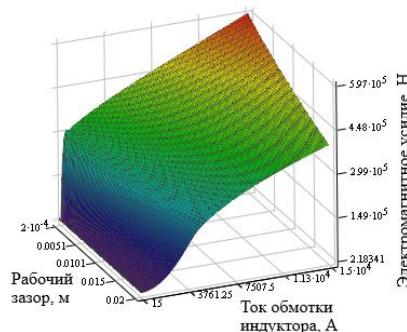


Рис. 5 - Зависимость электромагнитного усилия от магнитного зазора и тока в обмотке

После того как произошел полный выбор магнитного зазора, индуктор, якорь и присоединенная часть грунта начинают совместное движение, которое описывается следующим уравнением:

$$(m_1 + m_2 + m_g) \cdot g + (m_1 + m_2 + m_g) \cdot \frac{d^2 x_1}{dt^2} + s_g \cdot \frac{dx_1}{dt} + \frac{x_1}{e_g} = 0 \quad (3)$$

Электрическая система на всех этапах движения описывается дифференциальными уравнениями по законам Кирхгофа. Расчетная электрическая схема системы представлена на Рис. 3.

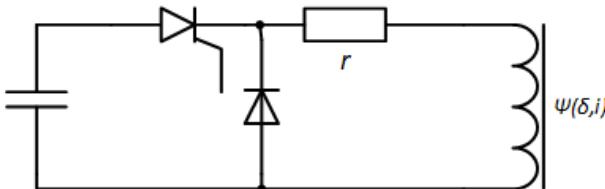


Рис. 6 - Расчетная схема электрической части системы сейсмического источника

Формирование силового импульса начинается после замыкания емкостного накопителя на обмотки индуктора электромагнита. На начальной стадии ток в обмотке индуктора увеличивается по мере нарастания электромагнитного усилия. Формирование тока в этом режиме обусловлено изменением параметров напряжения емкостного накопителя и индуктивности обмотки (так как присутствует нелинейность магнитных характеристик материала, из которого изготовлен магнитопровод).

На следующей стадии происходит движение индуктора, магнитный зазор начинает уменьшаться, в следствие чего на формирование тока в обмотке дополнительно начинает влиять изменение индуктивности, вызванное движением обмотки индуктора.

В результате анализа были получены следующие выражения, описывающие протекание тока до запирания тиристора (4) и после запирания тиристора (5):

$$i \cdot r + \frac{\partial \Psi(\delta, i)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi(\delta, i)}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = 0 \quad (4)$$

$$i \cdot r + \frac{\partial \Psi(\delta, i)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi(\delta, i)}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} = 0 \quad (5)$$

где $\Psi(\delta, i)$ – функция потокосцепления от текущего значения тока в обмотке индуктора и магнитного зазора.

В результате срабатывания электромагнита сейсмический источник формирует силовое воздействие на грунт. После исследования математической модели стало известно, что на формируемый импульс влияют ряд параметров электромагнита и силовой установки, такие как рабочий зазор (h), емкость конденсаторов (C_0), реактивная масса (m_r), напряжение, создаваемое емкостным накопителем (U_c) и ряд других параметров, изменение которых может привести к различным изменениям работы исследуемой установки.

На Рис. 4 представлено влияние изменения параметра напряжения емкостного накопителя на силовое воздействие, оказываемого на грунт.

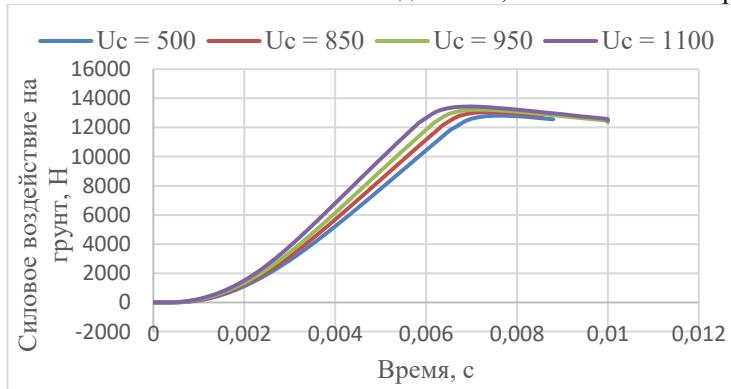


Рис. 7 - Зависимости силового воздействия на грунт от времени при различном напряжении конденсатора

Из полученных графиков видно, что изменение напряжения емкостного накопителя приводит к изменению силового воздействия на грунт. Таким образом исходя из полученных зависимостей можно производить выбор напряжения заряда накопителя с целью получения требуемого силового воздействия на грунт.

Аналогичным образом можно произвести выбор рабочего зазора и емкости накопителя с целью достижения определенной длительности импульса.

Литература:

- Певчев В. П. Анализ влияния механических нагрузок на конструкцию якоря короткоходового электромагнитного двигателя сейсмоисточника и возможностей их снижения [Электронный ресурс] // Известия вузов. Электромеханика. - 2016. N 6. - С. 30-34

К ВЫБОРУ МЕТОДОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ТЯГОДУТЬЕВЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ДЛЯ ТЭЦ

В. А. Воронин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, voronin.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Честюнина Т. В., к.т.н., доцент

В данной статье рассмотрены способы изменения частоты вращения короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя. Описаны преимущества и недостатки использования этих способов для регулирования частоты асинхронных двигателей в качестве тягодутьевых двигателей.

This article discusses methods for changing the rotational speed of a squirrel-cage rotor in an asynchronous motor. It describes the advantages and disadvantages of using these methods to regulate the frequency of asynchronous motors as traction motors.

Трехфазный асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым (КЗ) ротором является в настоящее время самым распространенным видом электродвигателя в промышленности и сельском хозяйстве благодаря ряду существенных преимуществ по сравнению с другими двигателями. Он прост и надежен в эксплуатации, т.к. не имеет коллекторно-щеточного узла, на его изготовление требуется меньше цветных металлов, он имеет меньшую массу, габариты и стоимость по сравнению с двигателями той же мощности постоянного или переменного тока, выпускается серийно в широком диапазоне мощностей. [1]

Выделяют несколько методов изменения скорости вращения ротора:

1) Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя изменением частоты питающего напряжения.

2) Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя переключением числа пар полюсов.

Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя изменением частоты питающего напряжения

Законы регулирования.

Основной закон частотного регулирования был сформулирован академиком М. П. Костенко [1], поясняющий одновременное изменение частоты питания (f_1) и подводимого напряжения (U_1):

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = \frac{f_{11}}{f_{12}} \cdot \sqrt{\frac{M_{n1}}{M_{n2}}}$$

Из него получены два основных закона регулирования частоты вращения, при постоянстве мощности $\frac{U_{11}}{f_{11}} = \frac{U_{12}}{f_{12}} = const$ и постоянстве

момента $\frac{U_{11}}{U_{12}} = \sqrt{\frac{f_{11}}{f_{12}}}$. Где индексы 11 и 12 относятся к различным частотам вращения.

Энергетические показатели. Проведенными исследованиями установлено, что не синусоидальность питающего напряжения влияет на энергетические показатели двигателя следующим образом:

1) КПД и $\cos \varphi_1$ при работе двигателей от преобразователя частоты меньше, чем при работе от сети с синусоидальным напряжением. КПД ниже в среднем на 2...3%, а $\cos \varphi_1$ – на 5%.

2) Не синусоидальность напряжения приводит к возникновению добавочных высокочастотных потерь, что увеличивает нагрев двигателя и снижает в результате этого примерно на 10...25% величину полезной мощности на валу двигателя. [1]

Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя переключением числа пар полюсов.

Из выражения $n_1 = \frac{60 \cdot f}{p}$ следует, что при изменении числа пар

полюсов p получаются механические характеристики с разной частотой вращения n_1 магнитного поля статора. Так как значение p определяется целыми числами, то переход от одной характеристики к другой в процессе регулирования носит ступенчатый характер.

Существует два способа изменения числа пар полюсов. В первом случае в пазы статора укладывают две обмотки с разным числом полюсов. При изменении скорости к сети подключается одна из обмоток. Во втором случае обмотку каждой фазы составляют из двух частей, которые соединяют параллельно или последовательно. При этом число пар полюсов изменяется в два раза. [1,2]

На рисунке 1 показаны наиболее часто употребляемые схемы соединений обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2:1 (схемы Даландера). Схемы «звезда–двойная звезда» (рис. 1, а, б) обеспечивают переключение при постоянном моменте, а схемы «треугольник–двойная звезда», приведенные на рисунке 1, г, д – при приблизительно постоянной мощности.

Для переключения числа полюсов в отношении, не равном 2:1, применяют обмотки статора, выполненные по схемам «тройная звезда с выводами из нулевых точек», Харитонова и переключаемые по принципу

амплитудной модуляции. Полюсно-переключаемая обмотка по схеме Харитонова состоит из двух частей: двухслойной обмотки 1 (рисунок 1, в, е), соединенной по схеме «треугольник» при $2p = 4$ и по схеме «двойная звезда» при $2p = 6$, и дополнительной обмотки 2, включаемой только при числе полюсов $2p = 6$. [1,2]

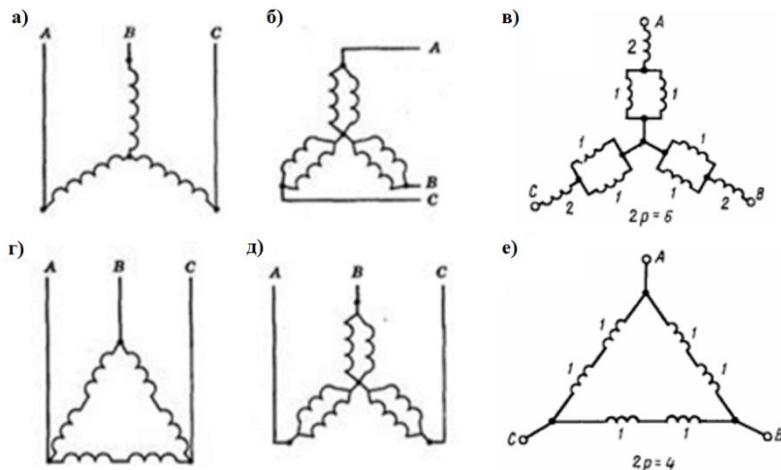


Рис. 1 – Схемы переключения обмоток асинхронного двигателя: а, б – с одинарной звезды на двойную; г, д – с треугольника на двойную звезду; в, е – схемы соединения катушек фаз при выполнении полюсно-переключаемой обмотки по схеме Харитонова

На тепловых электростанциях (ТЭЦ) находят своё применение двухскоростные АД. Электроприводы тягодутьевых механизмов (ТДМ) являются также наиболее энергоемкими объектами. Их установленная мощность составляет 50–70% мощности, потребляемой всеми электроприводами собственных нужд тепловых предприятий. [3–5]

В нерегулируемых двухскоростных АД ТДМ, как правило, осуществляется сезонное переключение обмоток. В отопительный период двигатель работает на обмотке высокой скорости (ВС), в летний период – на обмотке низкой скорости (НС). Это позволяет добиться повышения КПД, а также способствует сохранению ресурса АД за счет чередования работы обмоток под нагрузкой. Однако при переводе на частотное регулирование данное положительное свойство двухскоростных АД не используется. Вместе с тем, известно, что глубокое регулирование скорости снижает КПД как двигателя, так и преобразователя частоты, что приводит к снижению эквивалентного КПД

всего механизма $\eta_{\text{жкв}} = \eta_{\text{вент}} \cdot \eta_{\text{АД}} \cdot \eta_{\text{ПЧ}}$, где $\eta_{\text{вент}}$; $\eta_{\text{АД}}$; $\eta_{\text{ПЧ}}$ соответственно КПД вентилятора, АД и ПЧ. [3]

В проведённых [3] исследованиях для проверки эффективности были выбраны два способа для регулирования:

1) Во всем диапазоне регулирования производительности, $0,3 \leq Q^* \leq 1,0$, АД работает только на обмотке ВС вместе с ПЧ.

2) При производительности $0,75 \leq Q^* \leq 1,0$ на обмотке ВС, и при производительности $0,3 \leq Q^* \leq 0,75$ на обмотке НС.

КПД вентилятора принимается $\eta_{\text{вент}} = 0,82$, т.к. трубопроводная арматура полностью открыта.

В результате были сделаны выводы, что при 1 способе регулирования КПД АД уменьшается с $\eta_{\text{АД}} = 0,91$ до $\eta_{\text{АД}} = 0,73$, аналогично КПД ПЧ с $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,94$ до $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,86$. Эквивалентный КПД снизился с $\eta_{\text{жкв}} = 0,703$ до $\eta_{\text{жкв}} = 0,515$. Среднее значение эквивалентного кпд $\eta_{\text{ср.жкв}} = 0,64$.

При втором способе регулирования КПД АД на обмотке ВС уменьшается с $\eta_{\text{АД}} = 0,91$ до $\eta_{\text{АД}} = 0,88$ и на обмотке НС с $\eta_{\text{АД}} = 0,9$ до $\eta_{\text{АД}} = 0,88$, аналогично КПД ПЧ с $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,943$ до $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,932$ на обмотке ВС и с $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,947$ до $\eta_{\text{ПЧ}} = 0,93$ на обмотке НС. Эквивалентный КПД снизился с $\eta_{\text{жкв}} = 0,704$ до $\eta_{\text{жкв}} = 0,672$ на обмотке ВС, аналогично на обмотке НС с $\eta_{\text{жкв}} = 0,699$ до $\eta_{\text{жкв}} = 0,672$. Среднее значение эквивалентного кпд $\eta_{\text{ср.жкв}} = 0,69$.

Эквивалентный КПД при первом и втором способах отличается на 0,05 о.е. Следовательно можно сделать вывод что второй способ регулирования скорости вращения АД позволяет улучшить экономические показатели, и лучшим решением является применение ПЧ вместе с двухскоростными двигателями.

Литература:

1. Радин В. И. Электрические машины: Асинхронные машины: Учеб. для электромех. спец вузов/ Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е.; Под ред. И.П. Копылов – М.: Высш. шк., 1988.–328 с.: ил.
2. Евсиков А. А., Коковин В. А., Леонов А. П. Автоматизированный электропривод с частотным управлением: учебное пособие / А.А. Евсиков, В. А. Коковин, А. П. Леонов. — Дубна: Гос. ун-т «Дубна», 2020. — 121 [1] с.

3. Храмшина Е. А. Электроприводы по системе «преобразователь частоты – двухскоростной асинхронный двигатель» с переключающимися структурами / Е.А. Храмшина // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 4. – С. 83–93. DOI: 10.14529/power150412.

4. Гаврилова А. А. Системный анализ режимов работы вспомогательного оборудования теплоэлектроцентралей, оценка эффективности применения регулируемого привода // Известия высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Технические науки – 2011. – № 6 – С. 68–70.

5. Анализ эффективности регулирования питательных насосов изменением частоты вращения ротора для электростанций различного типа / Г.В. Ледуховский, С.Д. Горшенин, Е.В. Зиновьева, А.С. Зиновьева // Вестник ИГЭУ. – 2021. – вып. 4, С. 5–14.

РАСЧЁТ И ВЕРИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА В БЕСПАЗОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯХ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Г.О. Гейнрих, А.В. Полузкотова,
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, germangenrich@gmail.com
Научный руководитель: Шевченко А.Ф., д.т.н., профессор

В данной работе представлена аналитическая модель для расчёта магнитного поля и электромагнитного момента в беспазовых синхронных электрических машинах с возбуждением от постоянных магнитов (БЭМПМ). Модель основана на методе функции Грина и тензора Максвелла, учитывает дробные обмотки ($q < 1$) и конфигурацию катушек. Результаты верифицированы численным моделированием в FEMM с расхождением менее 7-13%.

In this paper, an analytical model for calculating the magnetic field and electromagnetic torque in slotless synchronous electric machines with permanent magnet excitation (slotless PMSM) is presented. The model is based on the Green's function method and Maxwell's stress tensor, taking into account fractional windings ($q < 1$) and coil configuration. The results are verified by numerical modeling in FEMM with a discrepancy of less than 7-13%.

Беспазовые синхронные машины с постоянными магнитами (БЭМПМ) обладают преимуществами в прецизионных и высокоскоростных применениях благодаря низким пульсациям момента и отсутствию зубцовых потерь [1, 2]. Однако отсутствие зубцовой зоны статора усложняет расчёт магнитного поля из-за большого немагнитного

зазора и трапецидальной формы МДС обмотки. Традиционные методы для пазовых машин неприменимы, что требует разработки специализированных аналитических моделей [3, 4].

Цель работы — разработать аналитическую полевую модель БЭМПМ, позволяющую рассчитать распределение магнитного поля и электромагнитный момент с использованием геометрических и обмоточных данных. Модель учитывает радиальную намагниченность магнитов и дробные катушечные обмотки.

Расчёт поля в воздушном зазоре БЭМПМ проводится с использованием метода функции Грина, который позволяет учитывать сложную геометрию источников — постоянных магнитов ротора и катушек статора [5].

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} \quad (1)$$

где A – векторный потенциал.

Компоненты индукции магнитного поля выражаются через компоненты векторного потенциала в цилиндрических координатах следующим образом:

$$B_r = -\frac{1}{r} \frac{\partial A}{\partial \varphi}; \quad B_\varphi = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad (2)$$

Таким образом задача расчёта магнитного поля сводится к вычислению векторного потенциала магнитного поля во всех точках немагнитного зазора БЭМПМ.

Векторный потенциал A в зазоре определяется как сумма вкладов от ротора и статора:

$$A(r, \varphi) = \sum_{k=1}^N A^{(k)}(r, \varphi) \quad (3)$$

где A – суммарный векторный потенциал, A^k – векторный потенциал, создаваемый k -м источником (магнитом или катушкой).

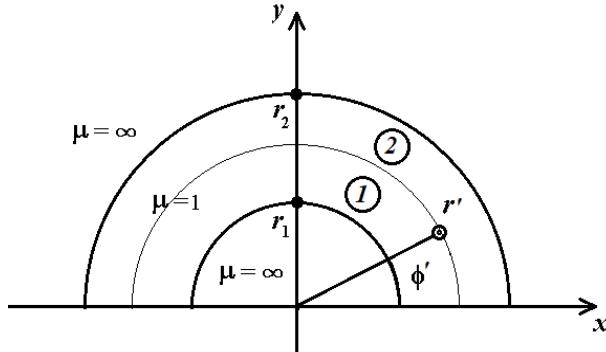


Рис. 1 Область расчета магнитного поля (верхняя половина)

Для аналитического решения выражения (2) удобно воспользоваться методом функции Грина. Искомое выражение для функции Грина выглядит следующим образом:

$$G^{(1,2)}(r, \varphi, r', \varphi') = \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{r'}\right) \theta(r - r') - \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\cos(n(\varphi - \varphi'))}{r_2^{2n} - r_1^{2n}} \left(r'' + \frac{r_{2,1}^{2n}}{r''} \right) \left(r'' + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r''} \right) \quad (4)$$

Авторами в [5] подробно описан вывод данного выражения, а также преобразованного выражения для векторного потенциала поля в воздушном зазоре через функцию Грина.

Полученные тангенциальную и радиальную компоненты индукции магнитного поля удобно использовать для расчёта момента силы, приложенного к ротору (электромагнитного момента)

$$dM = r dF_\varphi = \frac{r}{\mu_0} B_\varphi B_r dS = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial \varphi} r L d\varphi \quad (5)$$

где L – длина двигателя.

Для оценки точности расчёта момента, основанного на использовании аналитического выражения, было проведено численное моделирование электрической машины соответствующей геометрии в программе *FEMM (Finite Element Method Magnetics)*.

Для сравнения двух методов вычисления момента в обоих случаях рассчитывалась зависимость величины момента от угла поворота ротора, и сравнивались полученные угловые характеристики.

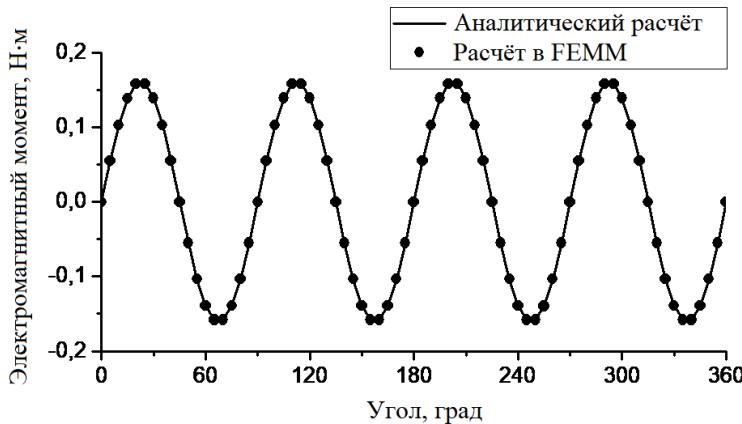


Рис. 2 Сравнение угловых характеристик, рассчитанных аналитическим методом и в FEMM

Сравнивая полученные угловые характеристики, можно видеть, что они совпадают достаточно хорошо, максимальная разница между угловой характеристикой, полученной аналитическим методом и эталонной – полученной в FEMM, составляет не более 0,4 % от величины максимального момента, что говорит о высокой степени точности предложенного метода расчёта распределения электромагнитного поля и электромагнитного момента

Литература:

1. Афанасьев А. А., Нгуен Конг Там. Беспазовый магнито-электрический вентильный двигатель с комбинированным про-водом. — Вестник Чувашского университета, 2016, № 3, с. 5—12.2)
2. Гейнрих Г. О. Характеристики электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов с пазовой и беспазовой конструкцией статора / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2023. – № 5. – С. 34-38. – DOI 10.53891/00135860_2023_5_35. – EDN QJRMXL.
3. M. Sanada and S. Morimoto. Efficiency Improvement in High Speed Operation using Slot-less Configuration for Permanent Magnet Synchronous Motor // 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Tampa, FL, USA, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1109/PES.2007.385689.

4. Asama, J. Watanabe and T. Tek Kee. Development of a Slotless Permanent Magnet Motor with Two-Layer Toroidal Winding for Minimization of Torque Ripple // 2021 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM), Kashiwa, Japan, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICM46511.2021.9385679.

5. Шевченко О.А. Расчёт магнитного поля беспозового двигателя с постоянными магнитами с дробными катушечными обмотками/ Шевченко О.А., Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2025. – № 6.

МЕХАНИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Д. А. Гончаров

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, goncharovdenis1111@gmail.com

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

В работе рассматривается проблема проектирования высокоскоростных асинхронных двигателей — обеспечение механической прочности короткозамкнутой роторной обмотки («беличьей клетки»). Показано, что при эксплуатации в режимах с высокой частотой вращения на элементы ротора действуют значительные центробежные силы, что может привести к пластической деформации перемычек над пазами или разрушению ротора. Для анализа напряженно-деформированного состояния проведено математическое моделирование в среде Ansys Workbench. В качестве решений для повышения прочности предложены и проанализированы: использование высокопрочных марок стали, применение бандажей из композитных материалов и изменение конструкции ротора (двойная беличья клетка).

The paper considers the problem of designing high—speed asynchronous motors - ensuring the mechanical strength of a closed-loop rotor winding ("squirrel cage"). It is shown that when operating in high-speed modes, significant centrifugal forces act on the rotor elements, which can lead to plastic deformation of the bridges above the grooves or destruction of the rotor. To analyze the stress-strain state, mathematical modeling was performed in the Ansys Workbench environment. The following solutions have been proposed and analyzed to improve the rotor's strength: using high-strength steel grades, applying composite bandages, and modifying the rotor design (double squirrel cage).

При проектировании асинхронных двигателей, рассчитанных на работу в высокоскоростных режимах (десятки и сотни тысяч оборотов в минуту), традиционные подходы, используемые для стандартных двигателей, оказываются неприменимы. Одной из ключевых и наиболее

критических проблем становится обеспечение механической прочности короткозамкнутой роторной обмотки ("беличьей клетки"). Данный вопрос более детально рассматривается в специализированной литературе [1-2].

Физика явления:

На роторную клетку, состоящую из стержней и короткозамыкающих колец, действуют колоссальные центробежные силы, пропорциональные квадрату скорости вращения и массе: $F_{цб} = m\omega^2 r$. С увеличением частоты вращения эти силы растут экспоненциально.

Критические последствия:

Продавливание перемычки над пазом: каждый стержень, расположенный в пазе ротора, сверху закрыт тонкой стальной перемычкой – частью магнитопровода. Под действием радиальной составляющей центробежной силы стержень давит на эту перемычку. Превышение допустимой нагрузки приводит к пластической деформации (остаточному прогибу) перемычки. Это вызывает:

- Ослабление посадки стержня и ухудшение теплового контакта, ведущее к локальному перегреву.
- Уменьшение воздушного зазора и нарушение электромагнитных характеристик двигателя.

Отрыв стержней и разрушение ротора: это наихудший сценарий. Если центробежная сила превысит предел прочности материала, то будет разрушена сама перемычка, что приведет к выводу из строя электродвигателя.

Для демонстрации была построена модель в Ansys Workbench, в соответствии с методикой, представленной в [3] (рисунок 1), за единственным исключением – **не использовались граничные условия симметрии**. На рисунке 2, а приведен результат расчета для ротора, вращающегося со скоростью 28800 об/мин; на рисунке 2, б тот же ротор, но на скорости 10000 об/мин. Как можно видеть в первом случае напряжения на внешней поверхности ротора почти в 8 раз больше, чем во втором случае.

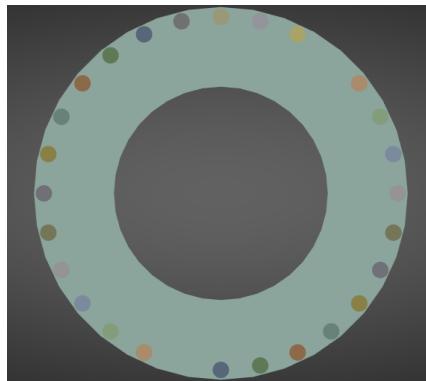
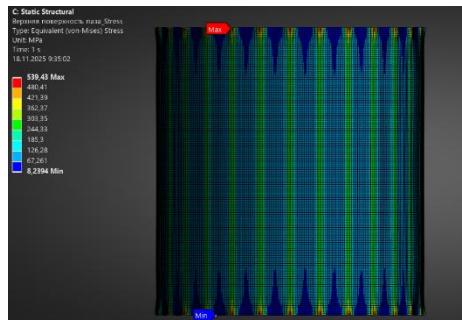
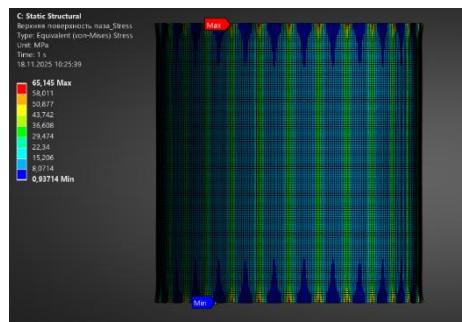


Рис. 1. - Модель «классического» ротора с беличьей клеткой



a)



б)

Рис. 2. - Результат расчета «классического» ротора; а) на 28800 об/мин;
б) на 10000 об/мин

Возможные решения для повышения прочности:

Усиление магнитопровода: использование высокопрочных марок электротехнической стали с повышенным пределом текучести или конструкционных сталей для изготовления ротора / перемычек над пазами.

Применение бандажей: намотка на внешнюю поверхность ротора высокопрочного композитного материала (например, углеродного волокна) или установка толстостенных втулок из конструкционной стали (модель на рисунке 3).

Как можно видеть из рисунка 4 – бандаж воспринимает на себя центробежные силы, частично уменьшая напряжения на поверхности ротора (это происходит вследствие того, что исходный ротор остался неизменным, что в итоге добавило жёсткости всей конструкции). При условии, что эти напряжения не превзойдут предела текучести (прочности для углеродного волокна) материала бандажа – он не даст ротору деформироваться.

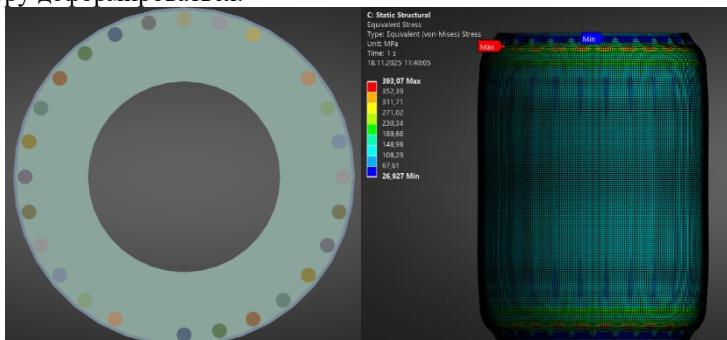


Рис. 3. - Моделирование бандажированного ротора

Изменение конструкции: примером может послужить использование двойной беличьей клетки со размещением стержней в шахматном порядке (рисунок 5), что позволит распределить центробежные силы по поверхности ротора (рисунок 6).

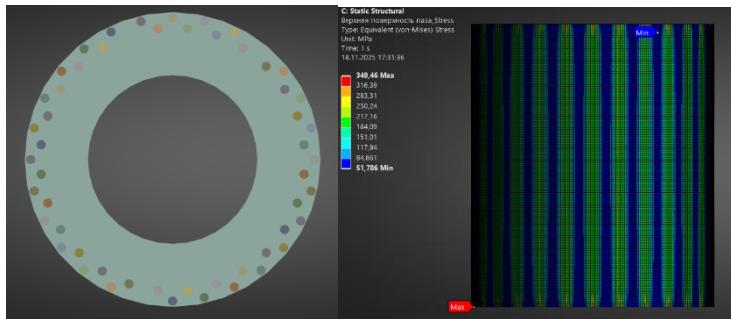


Рис. 5. - Моделирование двойной беличьей клетки

Таким образом, задача обеспечения механической целостности «беличьей клетки» является не менее важной, чем электромагнитный расчет, при проектировании высокоскоростных асинхронных двигателей и для ее решения существует несколько технических решений.

Литература:

1. Бушуев В. В., Молодцов В. В. Высокоскоростные мотор-шпинNELи приводов главного движения металлорежущих станков // Вестник МГТУ «Станкин». — 2011. — № 3 (15). — С. 24—32.
2. Шаров В. С. Сверхвысокоскоростные асинхронные электродвигатели. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 288 с.
3. Gerlach M. E., Zajonc M., Ponick B. Mechanical stress and deformation in the rotors of a high-speed PMSM and IM // Elektrotechnik und Informationstechnik. — 2021. — Vol. 138, Iss. 2. — P. 96—109. — doi: 10.1007/s00502-021-00866-5.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ К ОТКЛОНЕНИЯМ ПАРАМЕТРОВ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Ю. А. Ешин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, eshin.2021@stud.nstu.ru**

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

В работе представлены результаты анализа влияния отклонений напряжения и частоты питающей сети на рабочие характеристики асинхронного двигателя 4A132S4У3. Исследование проведено на основе электромагнитного и теплового расчётов для режимов, соответствующих

граничным условиям зоны Б по ГОСТ IEC 60034-1-2014. Проанализированы изменения КПД, коэффициента мощности, скольжения, момента и температуры. Выявлены критические и благоприятные режимы эксплуатации, что позволяет сформулировать рекомендации по обеспечению надежной работы двигателя в условиях нестабильной сети.

The paper presents the results of an analysis of the influence of voltage and frequency deviations in the power supply network on the performance characteristics of the 4A132S4U3 induction motor. The study was carried out on the basis of electromagnetic and thermal calculations for modes corresponding to the boundary conditions of zone B according to GOST IEC 60034-1-2014. Changes in efficiency, power factor, slip, torque and temperature are analyzed. Critical and favorable operating modes have been identified, which makes it possible to formulate recommendations for ensuring reliable operation of the motor in conditions of an unstable network.

Целью данного исследования является оценка устойчивости работы асинхронного двигателя 4A132S4У3 при максимально допустимых отклонениях напряжения и частоты питающей сети, установленных международным стандартом ГОСТ IEC 60034-1-2014, и определение количественного влияния этих отклонений на его энергетические и механические показатели.

В качестве объекта исследования выбран асинхронный двигатель 4A132S4У3 мощностью 7,5 кВт. Для него был выполнен электромагнитный и упрощённый тепловой расчёт по методике, изложенной в [1].

Для анализа устойчивости двигателя был проведён поверочный расчёт для четырёх предельных режимов, соответствующих границам зоны Б по ГОСТ IEC 60034-1-2014:

1. $U_1 = 242$ В (110% от U_n), $f_1 = 51.5$ Гц (103% от f_n)
2. $U_1 = 231$ В (105% от U_n), $f_1 = 47.5$ Гц (95% от f_n)
3. $U_1 = 204.6$ В (93% от U_n), $f_1 = 51.5$ Гц (103% от f_n)
4. $U_1 = 198$ В (90% от U_n), $f_1 = 47.5$ Гц (95% от f_n)

Для каждого режима рассчитаны КПД (η), коэффициент мощности ($\cos \varphi$), номинальное скольжение (s_n), ток статора (I_1), кратности пускового (M_n^*) и максимального момента (M_{\max}^*), а также превышение температуры обмотки статора над окружающей ($\Delta\theta$).

Результаты расчёта для номинальной мощности сведены в таблицу 1.

Таблица 1 – Сводные данные по режимам работы

Параметр	Ном. режим	Режим 1	Режим 2	Режим 3	Режим 4
U_1/f_1 , В/гц	220/50	242/51.5	231/47.5	204.6/51.5	198/47.5
η , о.е.	0.871	0.874	0.866	0.864	0.858
$\cos\phi$, о.е.	0.863	0.810	0.786	0.895	0.889
S_n , о.е.	0.0329	0.0267	0.0299	0.0389	0.0420
I_1 , А	15.114	14.583	15.912	15.801	16.537
M_n^* , о.е.	2.25	2.68	2.69	1.83	1.90
M_{\max}^* , о.е.	3.47	4.15	3.96	2.90	2.87
$\Delta\theta$, °С	60.2	56.48	63.18	65.39	69.95

Проведя анализ результатов, получили:

В режиме 1 наблюдается снижение тока статора и скольжения. Пусковые и перегрузочные способности улучшаются. Превышение температуры снижается на 3.7°С. Однако коэффициент мощности падает с 0.863 до 0.810, что увеличивает реактивную нагрузку на сеть.

Режим 4 является наиболее критичным, так как скольжение возрастает на 28%, а ток статора увеличивается, вызывая рост активных потерь. Пусковой и максимальный моменты падают ниже номинальных значений. Так же в этом режиме наблюдается максимальное превышение температуры ($\approx 70^\circ\text{C}$), что близко к предельно допустимым значениям для класса изоляции В.

Режимы 2 и 3 выделяются как промежуточные: в режиме 2 температура существенно возрастает, а в режиме 3 наблюдается высокий $\cos\phi$, но при этом низкий момент и повышенный нагрев.

В результате проведённого исследования была подтверждена формальная работоспособность двигателя 4А132С4У3 в пределах всей зоны Б по ГОСТ IEC 60034-1-2014. Однако количественный анализ позволил выявить существенное влияние отклонений параметров сети на его характеристики.

Установлено, что режим с пониженными напряжением и частотой ($U_1 = 90\%$ $f_1 = 95\%$) является наиболее опасным из-за значительного перегрева в связи с повышенным током и меньшей скоростью охлаждения.

Режим с повышенными параметрами ($U_1 = 110\%$ $f_1 = 103\%$) является наиболее благоприятным по тепловому режиму, но приводит к ухудшению коэффициента мощности.

Полученные результаты позволяют рекомендовать избегать длительной эксплуатации двигателя в режимах с пониженным напряжением, особенно в сочетании с пониженной частотой, для обеспечения его долговечности.

Литература:

1. Копылов И. П. Проектирование электрических машин: Учебное пособие для вузов / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин и др. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 464 с.
2. ГОСТ IEC 60034-1-2014. Машины электрические врачающиеся. Номинальные значения параметров и эксплуатационные характеристики.

ПРОБЛЕМА ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ В МОДУЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЯХ СТАТОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

О. А. Жилин

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, oleg.zhiliin.1998@mail.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

Исследованы добавочные потери от вихревых токов в ферромагнитных прижимах модульной конструкции статора. Показана их значительная доля от общих потерь. Установлена зависимость потерь от магнитной индукции. Проведено сравнение 2D и 3D моделей, выявившее влияние торцевых эффектов на потери.

The additional losses from eddy currents in the ferromagnetic clamps of modular stator design was investigated. Their significant share of the total losses was demonstrated. The dependence of the losses on the magnetic flux density has been established. A comparison of 2D and 3D models has been carried out, revealing the effect of the end effects on losses.

Современное развитие электрических машин, наряду с повышением их удельной мощности, эффективности и улучшением динамических показателей характеризуется активным внедрением модульных конструкций статоров [1]. Интерес к этому направлению обусловлен рядом факторов. Во-первых, ужесточающиеся требования к энергоэффективности и компактности стимулируют разработку конструкций, обеспечивающих снижение электромагнитных потерь и улучшение теплоотвода [2]. Во-вторых, модульный принцип позволяет решить ключевые технологические задачи: упростить процесс сборки, снизить материалоемкость и отходы производства, автоматизировать намотку и повысить коэффициент заполнения паза [3]. Важным

преимуществом является также повышение надежности и ремонтопригодности, поскольку поврежденный модуль может быть заменен без разборки всей активной части машины. К основным недостаткам можно отнести повышенную сложность точного позиционирования модулей, чувствительность к технологическим зазорам и увеличение вибрационных нагрузок [4].

Одной из конфигураций модульного статора является магнитопровод, набранный из П-образных сердечников, которые фиксируются в корпусе электрической машины с помощью массивных ферромагнитных прижимов. Однако, находясь в зоне действия переменного магнитного поля, эти элементы сами становятся источником значительных добавочных потерь от вихревых токов, что может существенно снижать КПД машины и вызывать локальный перегрев. Вопрос количественной оценки данных потерь и методов их снижения остается слабо освещенным в научно-технической литературе.

Целью настоящей работы является численная оценка зависимости добавочных потерь от вихревых токов в массивных крепежных элементах модульного статора от амплитуды магнитной индукции, а также сравнение и верификация полученных результатов при моделировании в двух- и трехмерной постановках.

Объектом исследования выступил синхронный двигатель с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой ($q=2/7$). Эскиз поперечного сечения представлен на рисунке 1, а параметры номинального режима, полученные в результате моделирования методом конечных элементов в программном комплексе Ansys Maxwell 2D, приведены в таблице 1.

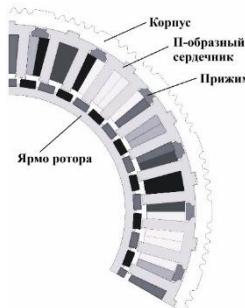


Рис.1 – Эскиз сечения объекта исследования

Как видно из представленных данных, добавочные потери в прижимных элементах составляют 33,1% от суммарных потерь машины

(без учета механических), что подчеркивает актуальность и важность рассматриваемой задачи.

Для исследования влияния магнитной индукции на величину добавочных потерь от вихревых токов в прижиме были выполнены виртуальные численные эксперименты в программной среде Ansys Maxwell 2D/3D. Моделирование проводилось на упрощенной модели индуктора, формирующего магнитное поле, эквивалентное полю в прижимном элементе реальной машины. Трехмерная модель индуктора представлена на рисунке 2.

В расчетах магнитная проницаемость материала индуктора принималась постоянной и равной $\mu = 100000$. Также электропроводность материала задавалась равной 0 См/м, что исключало возникновение в нем собственных потерь и позволяло исключить влияние на исследуемый прижим.

Таблица 1 – Характеристики электродвигателя

Параметр	Ед. изм.	Значение
Номинальная мощность	Вт	1070
Номинальный момент	Н·м	41
Номинальный ток	А	2,1
Номинальная частота вращения	об/мин	250
Частота питания	Гц	87,5
Количество прижимов	-	18
Длина сердечника/прижима	м	0,1
Марка стали прижимных элементов	-	Сталь 10
Потери		
Сердечники модулей	Вт	57
Прижимные элементы	Вт	58
Обмотка статора	Вт	52
Постоянные магниты	Вт	6
Ярмо ротора	Вт	22

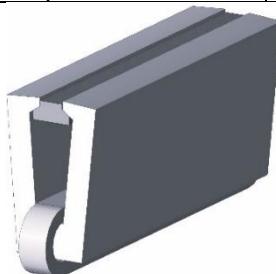


Рис.2 – Трехмерная модель прижима в индукторе для оценки потерь от вихревых токов

Исследование проводилось при частоте изменения магнитного поля 87,5 Гц, соответствующей пульсации магнитного потока в прижимном элементе в номинальном режиме работы машины. Изменяя амплитуду тока возбуждения катушки индуктора была получена зависимость добавочных потерь от усредненного значения магнитной индукции. Усредненное значение определялось в центральной части по высоте прижима, что связано с неравномерным распределением магнитной индукции, вызванным эффектом вытеснения магнитного поля.

Результаты, полученные при моделировании в двух- и трехмерной постановках, представлены на рисунке 3. Увеличение среднего значения магнитной индукции приводит к значительному росту потерь как в 2D, так и в 3D-модели. Было установлено, что потери пропорциональны средней величине магнитной индукции в степени 2,8. При этом данные, полученные в трехмерной постановке, оказались несколько выше, чем в двухмерной, в области низких и средних значений магнитной индукции. Однако при высоких уровнях насыщения ($B > 1,6$ Тл) наблюдается обратная картина. С дальнейшим ростом индукции наблюдается пересечение графиков, и при высоких значениях потери, рассчитанные в 3D, становятся ниже. Это объясняется тем, что в трехмерной модели учитываются торцевые эффекты протекающие в самом прижиме, тогда как двухмерная модель считает прижим бесконечно длинным.

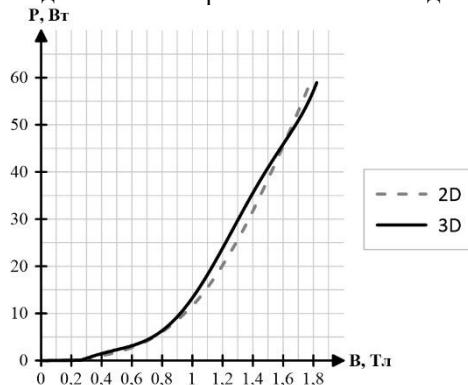


Рис.3 – Добавочные потери от вихревых токов в зависимости от среднего значения магнитной индукции

Проведенное исследование выявило значительную долю добавочных потерь от вихревых токов в ферромагнитных прижимах модульного статора, что подтверждает необходимость их учета при проектировании. Установлена нелинейная зависимость добавочных потерь в прижимах от магнитной индукции (пропорциональна индукции в степени 2,8). Сравнение 2D и 3D моделей показало их качественное согласование при небольших количественных расхождениях. Учитывая высокую ресурсоемкость численного моделирования, целью дальнейшего исследования является разработка аналитической методики расчета, позволяющей оперативно оценивать добавочные потери при варьировании конструктивных параметров и режимов работы для проектирования новых электрических машин.

Литература:

1. Zhu Z. Q., Li Y. X. Modularity techniques in high performance permanent magnet machines and applications // CES Transactions on electrical machines and systems. – 2018. – Vol. 2, N 1. – P. 93 – 103.
2. Nollau A., Gerling D. Novel cooling methods using flux-barriers // 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014, 02-05 sept. 2014: Proceedings. – Berlin, 2014. – P. 1328 – 1333.
3. Пашков Н. И., Трухан Д. А. Анализ технологии изготовления нетрадиционных конструкций магнитопроводов статоров электрических машин // Политехнический сетевой электронный научный журнал кубанского государственного аграрного университета. – 2017. – №128. – С. 403 – 417.
4. Zhu Z. Q., Azar Z., Ombach G. Influence of additional air gaps between stator segments on cogging torque of permanent-magnet machines having modular stators // IEEE Transactions on magnetics. – 2012. – Vol. 48, Issue 6. – P. 2049 – 2055.

ОПТИМИЗАЦИЯ ИНДУКТОРА ЛЕВИТАЦИОННОЙ ПЛАТФОРМЫ

М. Р. Жоголь

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ritazhogol@mail.ru
Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент**

В работе решается задача оптимизации индуктора левитационной платформы для высокоточных систем позиционирования. Проведено численное сравнение трёх конструкций - из прямоугольных, профилированных магнитов и

сборки Хальбаха по критериям синусоидальности магнитного поля, амплитуды индукции и массогабаритных характеристик.

This paper addresses the optimization of an inductor for a magnetic levitation platform in high-precision positioning systems. Three magnet configurations - rectangular, shaped, and Halbach array are numerically compared in terms of magnetic field sinusoidality, flux density amplitude, and compactness.

Введение

Высокоточные системы позиционирования для полупроводниковой литографии, микро- и наносборки требуют большого рабочего хода, нанометровой точности и высокой динамики. Магнитная левитация, исключающая механический контакт, устраняет трение и износ, что критично в чистых помещениях и вакууме.

Современные 6-DOF системы на основе магнитов Хальбаха и катушек используют дорогостоящие датчики обратной связи (лазерные интерферометры, емкостные сенсоры), которые ограничивают доступ к верхней поверхности платформы и затрудняют её интеграцию.

В работе предлагается архитектура, в которой управляющие катушки размещены в неподвижном основании, а постоянные магниты на нижней стороне подвижной платформы. Это освобождает рабочую поверхность и упрощает конструкцию.

Система состоит из:

1) Подвижной платформы с индуктором (сборкой постоянных магнитов), формирующим магнитное поле;

2) Неподвижного статора с катушками в плоскости XY.

Управление осуществляется силами Ампера от взаимодействия тока в катушках с полем индуктора. Ключевой элемент - индуктор, от которого зависят точность и усилие. Основные требования к нему:

1) Синусоидальность поля: в рабочей зоне нормальная B_z и тангенциальная B_x составляющие должны быть близки к синусоиде, чтобы минимизировать паразитные колебания от высших гармоник.

2) Достаточная амплитуда индукции: для обеспечения левитации и перемещения при разумных токах.

3) Минимальная масса и компактность: важно для динамики и энергоэффективности подвижной части.

Длина волны магнитного поля принята равной 20 мм, что обеспечивает управляемый ход ± 10 мм - достаточный для большинства прецизионных приложений.

Для выбора оптимальной конструкции выполнено численное моделирование методом конечных элементов трех типов индукторов:



Рис. 1 - Сборка из прямоугольных магнитов

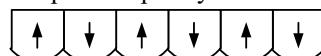


Рис. 2 - Сборка из профилированных магнитов

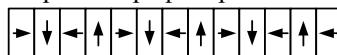


Рис. 3 - Сборка Хальбаха

Результаты расчётов

Для каждой предложенной конструкции рассчитаны пространственные распределения нормальной B_z и тангенциальной B_x составляющих магнитной индукции при различных значениях высоты магнитов индуктора h_m (от 2,5 до 20 мм) и числа пар полюсов $p=1-4$, также исследовано влияние наличия ферромагнитного ярма.

1. Определение оптимальной высоты магнитов

На рисунке 4 приведена зависимость составляющих магнитной индукции от высоты магнитов. Оптимальная высота магнитов h_m^{opt} выбрана из условия, при котором амплитуда первой гармоники магнитной индукции составляет не менее 95 % от её максимального значения, достигаемого при увеличении высоты. Такой подход позволяет минимизировать массу индуктора при сохранении достаточного уровня

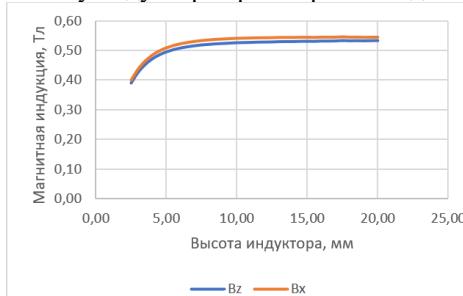


Рис. 4 - Зависимость амплитуды первой гармоники $B_{z,1}$ и $B_{x,1}$ от высоты магнитов h_m для профилированных магнитов, при $p=3$

Установлено, что для всех трёх конструкций оптимальная высота уменьшается с ростом числа пар полюсов, что связано с улучшением гармонического состава формируемого магнитного поля.

2. Сравнение синусоидальности поля при $p=3$

Для оценки качества создаваемого магнитного поля в рабочей области рассчитан коэффициент гармонических искажений нормальной и тангенциальной составляющих магнитной индукции, определяемый как отношение корня из суммы квадратов амплитуд высших гармоник к амплитуде основной (рабочей) гармоники.

$$k_i = \frac{\sqrt{B_{m2}^2 + B_{m3}^2 + \dots + B_{mn}^2}}{B_{1m}} \quad (1)$$

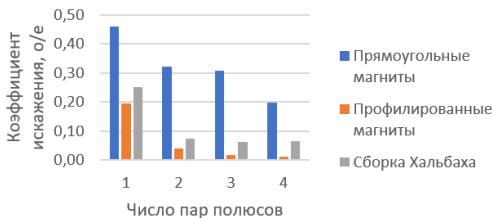


Рис. 5 - Влияние полюсность на индуктора на коэффициент искажения

Сборка из профилированных магнитов при $p=3$ демонстрирует практически идеальную синусоидальность: среднее значение коэффициента искажения менее 2%. В то время как у прямоугольной сборки он превышает 30%, а у сборки Хальбаха 6%. Это свидетельствует о том, что профилированная форма обеспечивает наилучшее качество магнитного поля для прецизионного управления.

Также проведен анализ влияния конструктивного исполнения индуктора на уровень создаваемой магнитной индукции. Результаты представлены на рисунке 6. Установлено, что при $p=3$:

- 1) Достигается наилучший компромисс между уровнем магнитной индукции и синусоидальностью поля;
- 2) Минимальное значение коэффициентов искажения достигается при использовании индуктора из профилированных магнитов;
- 3) Амплитуда основной (рабочей) пространственной гармоники магнитной индукции слабо зависит от числа пар полюсов p ;
- 4) По сравнению с другими конструктивными решениями сборка Хальбаха обеспечивает более высокий уровень магнитной индукции, однако требует несколько большего объема постоянных магнитов.

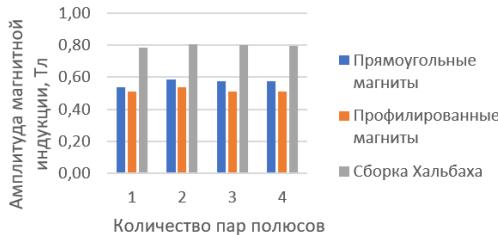


Рис. 6 - Влияние полюсности и конструкции индуктора на магнитную индукцию

Дополнительное исследование выполнено с учетом того, что сборка из прямоугольных и профилированных постоянных магнитов требует наличия ферромагнитного ярма, в то время как сборка Хальбаха в нем не нуждается. Проведенное исследование формируемого магнитного поля показало, что при отсутствии ярма оптимальная высота магнита увеличивается для прямоугольной и профилированной сборок на 3,5–4,0 мм, тогда как для сборки Хальбаха изменение незначительно (0,5 мм). Наличие ярма в целом способствует улучшению синусоидальности поля, однако это влияние зависит от типа индуктора. При отсутствии ярма профилированная сборка сохраняет минимальные значения коэффициентов искажения, что подтверждает её преимущество.

Заключение

Несмотря на то, что сборка Хальбаха обеспечивает наибольшую амплитуду магнитной индукции, её поле содержит заметный вклад высших гармоник, что ухудшает синусоидальность и, как следствие, точность позиционирования. Прямоугольная сборка демонстрирует наихудшие показатели по гармоническому составу.

В то же время индуктор из профилированных магнитов с тремя парами полюсов обеспечивает наиболее близкое к синусоидальному распределение магнитного поля.

Таким образом, для создания левитационной платформы рекомендуется использовать индуктор, состоящий из профилированных магнитов с тремя парами полюсов, так как он наилучшим образом удовлетворяет сформулированным требованиям: синусоидальности поля, достаточной индукции и компактности конструкции.

Литература:

1. Gloess R. MAG-6D: A New Mechatronics Design of a Levitation Stage with Nanometer Resolution / R. Gloess // Advanced Mechatronics. – Karlsruhe: Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, [б.г.]. – 11 р.

2. A Newly Developed Linear Motor-Driven Aerostatic X-Y Planar Motion Table System for Nano-Machining / H. Shinno, H. Yoshioka, K. Taniguchi // Precision and Intelligence Laboratory, Tokyo Institute of Technology. – Yokohama, Japan, [б.г.]. – P. 370–373.
3. Analysis and Design of a Magnetically Levitated Planar Motor with Novel Multilayer Windings / L. Guo, H. Zhang, M. Galea, J. Li, W. Lu, C. Gerada // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – Vol. 51, № 8. – Art. № 8106909. – DOI: 10.1109/TMAG.2015.2421281.

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ДРОБНО-ЗУБЦОВОЙ ОБМОТКИ В КОНСТРУКЦИИ СТАТОРА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

А. С. Лобачева

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, lobacheva.2018@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

В данной работе анализируются перспективы применения дробно-зубцовых обмоток в конструкциях асинхронных электрических машин. Представлен обзор технических решений, принимаемых в научно-технической литературе последних лет, посвященных асинхронным машинам, в частности с дробно-зубцовой обмоткой. Основное внимание уделяется проблеме борьбы с негативным влиянием высших гармоник МДС в воздушном зазоре для электрических машин с дробно-зубцовыми обмотками.

In this paper, the prospects of using fractional-tooth windings in the designs of asynchronous electric machines are analyzed. An overview of the technical solutions adopted in the scientific and technical literature of recent years on asynchronous machines, in particular with fractional-tooth winding, is presented. The main attention is paid to the problem of combating the negative influence of higher harmonics of the MDS in the air gap for electric machines with fractional-tooth windings.

На сегодняшний день асинхронные машины являются одним из самых распространённых видов электрических машин. Они находят применение в малой гидроэнергетике, промышленных регулируемых приводах, в качестве тягового привода для поездов, городского транспорта и электромобилей, и т.д.

Основными преимуществами данного типа машин являются простота конструкции, надёжность и низкая стоимость производства, наличие собственного пускового момента, отсутствие коллекторно-щеточного узла. В работах [1, 2] авторы проводят обзор тенденций и современных конструктивных решений в сфере проектирования асинхронных машин.

Анализ данных публикаций показывает, что, несмотря на большое количество преимуществ, классические конструкции асинхронных машин сталкиваются с современными требованиями энергоэффективности, необходимостью повышения КПД, снижением массогабаритных показателей и упрощением технологии производства.

В данной работе для решения выше указанных проблем предлагается использовать дробную зубцовую обмотку. Катушка такой обмотки охватывает один зубец, число пазов на полюс и фазу q является дробным [3,4]. Данный тип обмотки зачастую применяется в конструкции синхронных машин с постоянными магнитами. Такое решение позволяет выполнить обмотку с большим числом полюсов, т. е. обеспечить большие значения электромагнитного момента на единицу объема, снизить массогабаритные характеристики за счет оптимизации геометрии зубцово-пазовой зоны и уменьшения длины вылета лобовых частей, что влечет за собой снижение активных потерь.

В идеальной распределенной обмотке форма МДС в воздушном зазоре близка к синусоиде. Однако в дробно-зубцовой обмотке она значительно отличается от синусоидальной и содержит множество пространственных гармоник. Из них можно выделить гармоники, направление вращения которых совпадает с направлением вращения основной гармоники (гармоники прямой последовательности) и гармоники, имеющие противоположное направление (гармоники обратного порядка). Поскольку амплитуда гармоник, не являющихся рабочими, может быть сравнима с амплитудой основной гармоники, то из-за своего вращения против основного поля гармоники обратной последовательности создают тормозящий электромагнитный момент. Также такой гармонический состав МДС в воздушном зазоре влияет на существенное увеличение индуктивности дифференциального рассеяния.

Далее приведен обзор научных публикаций. Целью обзора является выявление актуальных способов борьбы с пагубным воздействием высших гармоник МДС в воздушном зазоре для работы асинхронной машины с дробно-зубцовой обмоткой.

Большой вклад в изучение подобного типа машин привносят авторы статьи [5]. В данной работе представлено всестороннее исследование усовершенствованных асинхронных машин с классической и однозубцовой обмоткой статора, применяемых в электромобилях. Основное внимание уделено сравнению выходных характеристик асинхронных машин с различными конфигурациями обмоток. В исследовании рассматриваются плотность момента, коэффициент мощности, способность к ослаблению поля и отказоустойчивость.

Используются электромагнитный, тепловой и структурный анализы. Результаты показывают, что асинхронные машины с однозубцовой обмоткой обладают значительными преимуществами, а именно уменьшение длины лобовых частей, снижение потерь в меди, более высокий КПД по сравнению с их аналогами с распределенной обмоткой.

Кроме того, авторами исследуется влияние числа пазов на полюс и фазу q на выходные характеристики машины, и определяются оптимальные конфигурации обмоток для применений в асинхронных машинах. На рис.1 представлен гармонический состав МДС обмоток для разной величины q . Так сиреневым цветом обозначена распределенная обмотка с $q=2$, розовым - обмотка с $q=1/2$, желтым – однослойная обмотка с $q=2/5$, голубым- двуслойная обмотка с $q=2/5$.

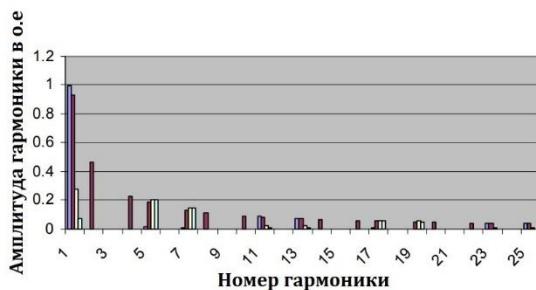


Рис.1 Гармонический состав МДС для разной величины q

В работе [6] предлагается усовершенствованная однозубцовая обмотка. Целью данного исследования являлось формирование синусоидальной формы МДС в зазоре. Чтобы уменьшить искажения в форме сигнала МДС, авторы разработали новую трёхслойную обмотку с разным количеством витков в каждом пазу. В исследовании представлены результаты проведения сравнения асинхронной машины с одно-, двух- и трехслойными обмотками. Результаты показывают, что предложенная обмотка снижает потери в сердечнике, а также амплитуды 5-й и 7-й гармоник, тем не менее, из-за увеличения активного сопротивления трёхслойной обмотки увеличиваются потери в меди.

В работе [4] представлено исследование, направленное на снижение влияния высших гармоник МДС в синхронных машинах с дробно-зубцовой обмоткой. Исследования проводятся на примере обмотки с $q=2/5$. Предлагается использовать магнитные барьеры в ярме или зубцах статора (повышая магнитное сопротивление на пути нежелательных гармоник), увеличить число слоев (рассматривают двух- и четырехслойные обмотки), использовать две независимые трехфазные системы (данный метод позволяет снизить общую индуктивность

рассеивания), сдвиг части обмотки статора, путем смещения катушек на определенный угол относительно основной гармоники. Авторы сравнивают каждый из вариантов конструкции статора и приходят к выводу, что наиболее эффективным является последний метод, поскольку при его использовании замечено уменьшение индуктивности рассеяния до 40%.

Помимо изменения конфигурации статора, существуют способы фильтрации гармоник путем изменения обмотки ротора. Так, например, в работе [7] на примере 12-пазового 10- полюсного двигателя рассмотрены некоторые конструктивные решения для ротора. На рис.2а представлен короткозамкнутый ротор асинхронной машины, на рис. 2б многофазная волновая обмотка ротора.

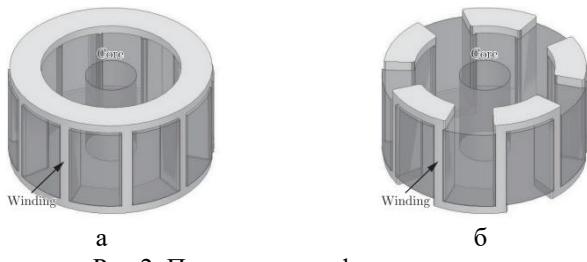


Рис.2. Предлагаемые формы роторов

Конструкция волновой обмотки является неким фильтром для гармоник высшего порядка и взаимодействует только с нечетными гармониками кратными числу пар полюсов (рабочей в данном случае является 5-я гармоника). Полностью исключается воздействие 1-й, 7-й и других нежелательных гармоник.

В некоторых работах можно проследить тенденцию к увеличению числа фаз для улучшения гармонического состава, как, например, в источнике [8]. Здесь рассматривается работа шестифазного асинхронного двигателя с классической и концентрической обмотками статора. Авторы работы [9] предлагают использование асинхронного генератора с дробно-зубцовой обмоткой для работы в области малой возобновляемой энергетики. Наличие гармоник высшего порядка, обычно считающихся негативным фактором, но авторы статьи считают, что в генераторном режиме данный недостаток может быть использован для увеличения момента, что является потенциальным преимуществом.

На основе литературного анализа научных публикаций можно выделить ряд тенденций в области исследования, проектирования и применения асинхронных машин: стремление к повышению энергоэффективности за счет снижения потерь и, следовательно,

увеличение КПД. Внесение изменений в геометрию ротора, оптимизация зубцово-пазовой зоны позволит объединить положительные качества дробно-зубцовой обмотки и асинхронной машины. Поэтому есть необходимость в дальнейшем исследовании данной темы и поиске новых конструктивных решений.

Литература:

1. Azab M. A Review of Recent Trends in High-Efficiency Induction Motor Drives //Vehicles. – 2025. – Т. 7. – №. 1. – С. 15.
2. Ion, C.P.; Peter, I. Manufacturing of induction motors with Super Premium Efficiency. In Proceedings of the 2022 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE), Iasi, Romania, 20–22 October 2022; pp. 47–50.
3. Электрические машины с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 64 с.
4. Способы улучшения гармонического состава магнитного поля в электрических машинах с дробными зубцовыми обмотками / Д. Ю. Бабицкий, Д. М. Топорков, А. Г. Приступ, З. С. Темлякова // Электротехника. – 2021. – № 6. – С. 31-36. – EDN NGTTMO.
5. El-Refaie A. M., Shah M. R. Comparison of induction machine performance with distributed and fractional-slot concentrated windings //2008.
6. Gundogdu T., Zhu Z. Q., Mipo J. C. Design and analysis of advanced nonoverlapping winding induction machines for EV/HEV applications //Energies. – 2021.
7. Yokoi Y. Wave Rotor Winding Configuration for a 12-Slot 10-Pole Concentrated Winding Induction Motor //IEEJ Journal of Industry Applications. – 2025. – Т. 14. – №. 4. – С. 553-560.
8. Rezazadeh G. et al. Design of a six-phase squirrel cage induction motor with pseudo-concentrated windings //2020.
9. Mallard K., Garbuio L., Debusschere V. Squirrel-cage Induction Generator with Distributed and Fractional-Slot Concentrated Winding for Small Hydro Generation //2018.

ЗАВИСИМОСТЬ ВНЕШНЕЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ОТ ВЫБОРА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК

Е. А. Медведева

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, e.medvedeva.2020@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Честюнина Т. В., к.т.н., доцент

В данной работе рассматривается зависимость внешней характеристики асинхронного генератора от выбора электромагнитных нагрузок. Описаны методы получения внешней характеристики. По итогам расчёта падения напряжений были сформулированы выводы

In this paper deals with of the dependence of the external characteristics of an asynchronous generator on the choice of electromagnetic loads is considered. Methods for obtaining an external characteristic are described. Based on the results of the stress drop calculation, conclusions were formulated.

Значимость асинхронных генераторов (АГ) определяется потребностью в автономных источниках электрической энергии. Данные устройства находят применение в частном секторе, ветроэнергетических установках, малых гидроэлектростанциях и т.д. Дополнительными преимуществами, способствующими выбору АГ, являются их невысокая стоимость, эксплуатационная надёжность и простота конструкции.

При выборе асинхронного генератора особое значение придаётся его внешней характеристике [1]. Данная характеристика представляет зависимость напряжения U на выходе генератора при изменении тока нагрузки I_1 при постоянной скорости вращения ω , частоте сети f и коэффициенте мощности $\cos \varphi$. По этой зависимости определяют изменение напряжения на зажимах статорной обмотки, т.е. возможно оценить эффективность АГ при разных условиях нагрузки. Анализ научно-технической литературы показал, что существует методика по построению внешней характеристики асинхронного генератора [2]. Расчёт параметров для зависимости проводится при условии конденсаторного возбуждения.

Стоит отметить, что при проектировании АГ необходим выбор схемы включения конденсаторов в цепь обмотки статора и расчёт ёмкости батарей конденсаторов. Подбор конденсаторов описан в [3, 4]. Построение внешней характеристики проводится на примере трёхфазного асинхронного генератора с номинальной мощностью 30 кВт при напряжении 380/220 В и частотой вращения 750 об/мин. Расчёт

проводится для Т-образной схемы замещения на рис.1. Конденсаторы подключены параллельно нагрузке.

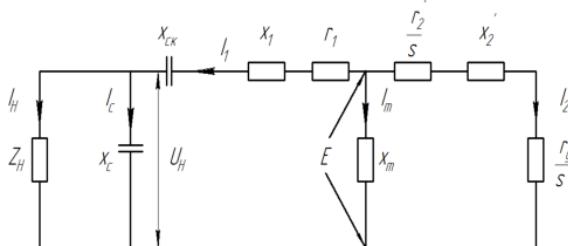


Рис. 1 – Т-образная схема замещения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением

В начале проводится электромагнитный расчёт, из которого можно получить значения индуктивного сопротивления фазы обмотки статора x_1 , активное сопротивление фазы обмотки статора r_1 , приведённое к обмотке статора, активное сопротивление и индуктивное сопротивление $\frac{r_2}{s}$ и x_2' , сопротивление контура намагничивания x_m по рис.1. На начальном этапе выбора главных размеров задаётся разными электромагнитными нагрузками A и B_δ .

Электромагнитный расчёт проводится по методике из [5]. Изменение значений линейной нагрузки A и индукции в воздушном зазоре B_δ непосредственно влияют на размер длины воздушного зазора, количество эффективных проводников в пазу, количество витков и т.д. Например, при чрезмерном уменьшении A и увеличении B_δ повышаются магнитные потери $P_{магн}$ и ток намагничивания I_μ , и ухудшается коэффициент мощности $\cos \varphi$.

В таблице 1 представлены результаты расчёта для разных электромагнитных нагрузок. Дополнительно в таблицу включена ёмкость для батареи конденсатора.

Формула для фазного напряжения из уравнений для векторной диаграммы асинхронного генератора имеет вид:

$$U = -I_1 \cdot [r_1 \cdot \cos \psi_1 + (x_1 - x_{ck}) \cdot \sin \psi_1] + \sqrt{E^2 - I_1^2 \cdot [\cos \psi_1 \cdot (x_1 - x_{ck}) - r_1 \cdot \sin \psi_1]}$$

Формула получена по схеме замещения на рис.1 и законам Кирхгофа получаются основные уравнения для первичной и вторичной цепи:

$$\begin{cases} \dot{E} \cdot y_1 = \dot{I}_1 \\ \dot{E} \cdot y_2 = \dot{I}_2 \\ \dot{E} \cdot y_m = \dot{I}_m \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_m \end{cases}$$

где y_1 – комплексная проводимость первичной цепи; y_2 – комплексная проводимость вторичной цепи; y_m – комплексная проводимость цепи намагничивания; I_1 – ток, проходящий по первичной цепи; I_2 – ток вторичной цепи; I_m – ток цепи намагничивания.

При изменении сопротивления нагрузки от 0 до $1,5 \cdot Z_{\text{нагр}}$ наблюдается изменение значений напряжений и токов нагрузки. На рис.2 представлены графики внешней характеристики для соотношений из таблицы 1.

Таблица 1 – Результаты электромагнитного расчёта при разных электромагнитных нагрузках

$A \cdot 10^3 / B_\delta$	37/ 0,79	37/ 0,82	35/ 0,76	35/ 0,8	33/ 0,8	33/ 0,82	33/ 0,88	32/ 0,82
$l_\delta, \text{мм}$	220	210	240	230	240	230	220	250
u_n	16	16	14	16	14	14	14	14
w	96	96	96	96	84	84	84	84
$r_1, \text{Ом}$	0,17 1	0,16 7	0,18 1	0,17 6	0,18 1	0,17 6	0,17 2	0,18 5
$r_2, \text{Ом}$	0,15 5	0,14 9	0,16 6	0,16 1	0,14 5	0,14 1	0,13 5	0,15 1
$x_1, \text{Ом}$	0,15 6	0,58 9	0,66 6	0,59 9	0,50 3	0,43 9	0,40 8	0,52 7
$x_2, \text{Ом}$	0,57 8	0,62 8	0,69 4	0,60 4	0,53 1	0,45 8	0,41 5	0,55 5
$\cos\varphi,$ o.e.	0,86 5	0,86 4	0,85 5	0,86 2	0,88 8	0,87 4	0,85 6	0,87 9
$x_m, \text{Ом}$	16,5 6	18,1 4	24,1 5	17,5 3	17,9 9	13,5 7	11,8 5	18,0 2
$C_b, \text{мкФ}$	2100	2100	2200	2100	2000	2100	2500	2100
$\Delta U, \%$	11,4 8	15,4 1	21,5 2	13,2 9	4,65	3,61	18,3 3	7,15

Анализ данных таблицы 1, касающихся расчёта падений напряжения, демонстрирует, что расчёты с наименьшим падением напряжения (меньше 5%) при $A / B_\delta = 33000/0,8$ и $33000/0,82$.

Можно сделать вывод о том, что при повышенной линейной нагрузке A и небольшой индукции воздушного зазора B_δ уменьшается активное сопротивление r_1 и увеличивается индуктивное сопротивление x_1 . Падение напряжения связано с тем, что x_1 увеличивается быстрее, чем уменьшается r_1 . Увеличение сопротивления индуктивности обмотки статора x_1 приводит к увеличению потерь и снижению эффективной мощности.

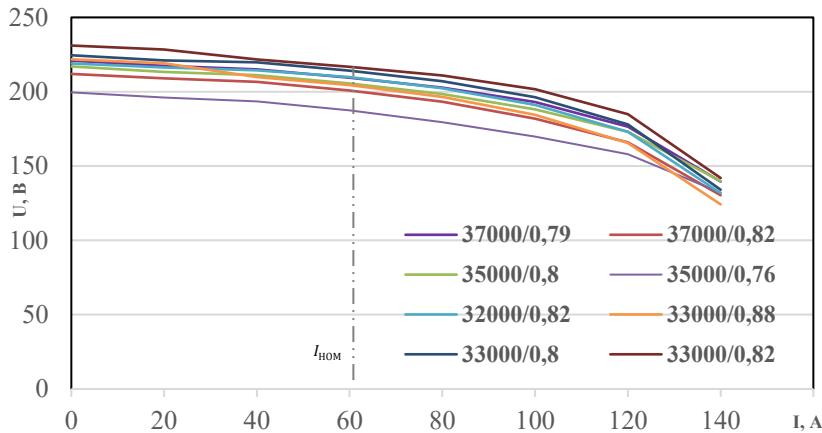


Рис.2 – Внешние характеристики при разных электромагнитных нагрузках

Литература:

1. Асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением [Текст] / Ю. Д. Зубков; Акад. наук Казах. ССР. - Алма-Ата: Изд-во и тип. Акад. Наук Каз. ССР, 1949 (Ленинград: тип. Западугля). - 112 с.: черт.; 21 см.
2. Сергеев В. Ф. Расчёт характеристик асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением / В. Ф. Сергеев // Известия Томского политехнического института [Известия ТПИ]. — 1971. — Т. 212: Электрические машины. — [С. 374-377].
3. Медведева Е. А. Подбор конденсаторов для асинхронного короткозамкнутого генератора // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 8 ч., Новосибирск, 02 дек. – 06 дек. 2024 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2025.– Ч.3 – С. 15–19.
4. Топорцев Н. Д. Асинхронные генераторы для автономных электроэнергетических установок. М.: НТФ «Энергопрогресс», 2004 – 88

с.; ил. [Библиотечка электротехника, приложение к журналу «Энергетик». Вып. 7(67)].

5. Проектирование электрических машин: учебник для вузов / под П79 ред. И. П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2011. – 767 с. – (Основы наук).

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ВЫБОР ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ И ВНУТРЕННЕГО ДИАМЕТРА СТАТОРА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ЭЛЕКТРОШПИНДЕЛЯ

М. Г. Мочалов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, mihail_mochalov@bk.ru

Научный руководитель: Топорков Д. М., к.т.н., доцент

Предварительный выбор числа пар полюсов и внутреннего диаметра статора синхронной электрической машины на основании расчета теплового фактора.

Preliminary selection of the number of pole pairs and the inner diameter of the stator of a synchronous electric machine based on the calculation of the thermal factor.

Для предварительного выбора числа пар полюсов и внутреннего диаметра статора синхронной электрической машины электрошпинделя внутришлифовального станка был проведен расчет зависимости линейной нагрузки и плотности тока от числа пар полюсов и внутреннего диаметра статора. Минимальное значение произведения линейной нагрузки на плотность тока свидетельствует о минимальной температуре наиболее нагретых узлов машины.

Вычисления базируются на основной формуле проектирования, связывающим номинальные данные, электромагнитные нагрузки и главные размеры устройства:

$$P' = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_\delta \cdot k_v \cdot k_o \cdot A \cdot B_\delta \cdot D^2 \cdot l_\delta \cdot n_h \quad (1)$$

Согласно техническому требованию, расчет проводится для электрошпинделя внутришлифовального станка. Внутришлифовальные электрошпиндели характеризуются малым внешним диаметром относительно длины магнитопровода, что требует от ротора достаточной жесткости, которая зависит от его диаметра. Максимальный диаметр ротора ограничивается внутренним диаметром статора D .

По техническим требованиям, задается номинальная мощность P , внешний диаметр статора D_a , скорость вращения n , длина магнитопровода статора l_δ . Предполагается, что магнитная индукция в воздушном зазоре $B_\delta = 1$ Тл. Выбор числа пар полюсов проводится по минимуму значения теплового фактора AJ .

$$AJ = A \cdot J, \quad (2)$$

Где A – линейная нагрузка, А/м, J – плотность тока, А/м².

Из формулы (1) выражается линейная нагрузка A . Значение линейной нагрузки представляется в виде функции от значения внутреннего диаметра статора D .

Плотность тока J электрической машины определяется по формуле:

$$J = \frac{2 \cdot IW \cdot Z}{S \cdot k_3} \quad (3)$$

Линейная нагрузка характеризует нагрузку электрических цепей и может быть выражена как ток во всех пазах машины, распределенный по внутренней поверхности статора:

$$A(D) = \frac{2 \cdot IW \cdot m}{\pi \cdot D} \quad (4)$$

Тогда суммарный ток фазы IW будет функцией от D :

$$IW(D) = \frac{A(D) \cdot D \cdot \pi}{2 \cdot m} = f(D) \quad (5)$$

Расчет суммарной площади пазов проводится на основании предположительной формы зубцов, которая зависит от внутреннего диаметра статора и числа пар полюсов:

$$S = f(D, p) \quad (6)$$

Подставив (6) и (5) в (3):

$$J = f(D, p) \quad (7)$$

Значение теплового фактора приобретает вид функции, зависящей от внутреннего диаметра статора и числа пар полюсов:

$$AJ(D, p) = A(D) \cdot J(D, p) \quad (8)$$

При изменении внутреннего диаметра D при фиксированном числе пар полюсов p выбирается оптимальный диаметр $D_{\text{опт}}$, при котором значение теплового фактора будет минимальным.

Увеличение числа пар полюсов при фиксированной частоте оборотов в минуту влечет за собой увеличение частоты тока в обмотке статора и усложнение геометрии магнитопровода ротора.

Для выбора оптимальных предварительных параметров электрической машины предлагается следующая оценочная функция:

$$F(p) = \frac{AJ(D_{\text{опт}}(p), p) \cdot p^2}{D_{\text{опт}}(p)^2}$$

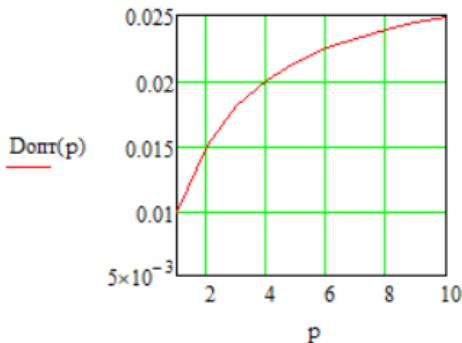


Рис.1 – Зависимость оптимального диаметра от числа пар полюсов

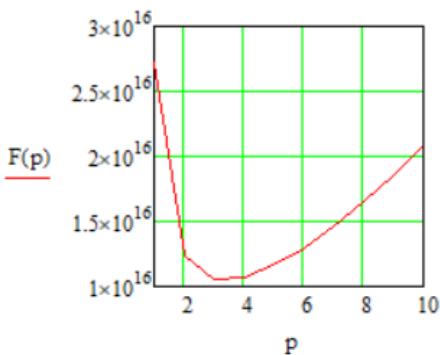


Рис. 2 – Зависимость оценочной функции от числа пар полюсов

Литература:

- Проектирование электрических машин / И. П. Копылов, Ф. А. Горянинов, Б. К. Клоков и др. – М.: Энергия, 2011.
- Электрические машины с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 64 с
- Проектирование электрических машин с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ, Ю.Г. Бухгольц, Т.В. Честюнина, Д.М. Топорков, Г.Б. Вяльцев; под общ. ред. А.Ф. Шевченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2021. – 152 с.

СНИЖЕНИЕ МАССЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ БПЛА ЗА СЧЕТ ОПТИМИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ ИНДУКТОРА

Р. О. Никулин, О. И. Новокрещенов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, romat99352@gmail.com

Научный руководитель: А. Г. Приступ

Для БПЛА одним из самых главных параметров является масса, от нее зависит как время полета, так и маневренность. В данной работе описан один из методов снижения массы электрического мотора с постоянными магнитами, за счет оптимизации конструкции индуктора.

One of the most important parameters for UAVs is weight, which determines both flight time and mobility. This paper describes one method of reducing the weight of a permanent magnet electric motor by optimising the design of the inductor.

При разработке двигателей для БПЛА одной из главных задач является снижение массы двигателя, масса в БПЛА влияет как на время полета, так и на скорость, и маневренность аппарата. Снижение массы – задача которую производители моторов решают постоянно, данную задачу можно решать двумя методами: первый это снижение массы за счет применения передовых материалов с наибольшей прочностью и наименьшей массой; второй это изменение конструкции активной части мотора.

В данной статье рассмотрен метод снижения массы двигателя за счет оптимизации индуктора. Для этого была написана программа для пакета Motor-CAD в разделе Scripting рис. 1, позволяющая производить автоматизированный расчет, при котором методом градиентного спуска находятся минимальные значения массы ярма ротора и магнитов при заданном уровне магнитной индукции.

```
def calc_ramp(BackIronThickness: float, MagnetThickness: float, MagnetArc: float) -> float:
    # mcApp.show_message("Back Iron Thickness = " + str(BackIronThickness))
    mcApp.set_variable("Back_Iron_Thickness", BackIronThickness)
    # mcApp.show_message("Magnet Thickness = " + str(MagnetThickness))
    mcApp.set_variable("Magnet_Thickness", MagnetThickness)
    # mcApp.show_message("Magnet Arc = " + str(MagnetArc))
    mcApp.set_variable("Magnet_Arc_(ED)", MagnetArc)
    mcApp.do_magnetic_calculation()
    (x, y) = mcApp.get_magnetic_graph("FluxDensityAirgap_Br")
    Amp = np.fft.rfft(y)
    real_Amp = Amp / (len(Amp) - 1)
    real_Amp[0] = real_Amp[0] / 2
    ramp = abs(real_Amp)
    return ramp
```

Рис.1 – Часть программы автоматизированного расчета

Данный метод был применен к серийно выпускающимся двигателям для БПЛА: T-Motor U8 Lite и Scorpion 4025. При выполнении расчета

задавалось разное количество пар полюсов индуктора, в большую и меньшую сторону относительно серийных, вместе с количеством пар полюсов изменялось количество пазов и схема обмотки. Результатами автоматизированного расчета являются: толщина ярма, толщина магнита и угол полюсного перекрытия.

Исследование показало, что с увеличением количества пар полюсов наблюдается тенденция снижения массы индуктора, однако после определенного значения пар полюсов масса вновь начинает увеличиваться рис. 2. Так же исследование показало, что не зависимо от количества пар полюсов при минимальной массе индуктора угол полюсного перекрытия стремится к значению 140 эл. градусов.

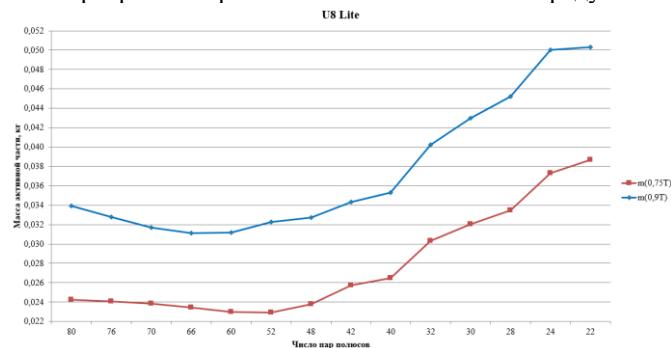


Рис.2 – Зависимость массы активной части ротора от количества полюсов, при разной магнитной индукции.

Результат оптимизации для двигателя T-Motor U8 Lite:

- Значения серийного образца: 36 пазов, 21 пара полюсов, КПД в крейсерском режиме 2500 об/мин - 88%, крутящий момент на валу - 1,42 Нм. Масса активной части якоря и индуктора - 256 гр.
- Значения оптимизированной модели: 48 пазов, 28 пар полюсов, КПД в крейсерском режиме 2500 об/мин - 87%, крутящий момент на валу - 1,42 Нм. Масса активной части якоря и индуктора - 240 гр.
- За счет данной оптимизации получилось снизить массу на 7% относительно серийного мотора, при снижении КДП на 1%. Для двигателя, который используется в БПЛА мульти-коптерного вида данное снижение массы является значительным так как обычно они используются от 4 штук.

- При данной конструкции производство электрической машины остается технологически возможным как со стороны индуктора, так и со стороны якоря.

Результат оптимизации для двигателя Scorpion 4025:

- Значения серийного образца: 12 пазов, 7 пар полюсов, КПД в крейсерском режиме 8500 об/мин - 91,4%, крутящий момент на валу - 1,05 Нм. Масса активной части якоря и индуктора - 295 гр.
- Значения оптимизированной модели: 21 паз, 10 пар полюсов, КПД в крейсерском режиме 8500 об/мин - 90,4%, крутящий момент на валу - 1,05 Нм. Масса активной части якоря и индуктора - 274 гр.
- За счет данной оптимизации получилось снизить массу на 8% относительно серийного мотора, при снижении КДП на 1%.

Литература:

1. Шевченко А. Ф. Проектирование электрических машин с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ., Честюнина Т.В., Топорков Д.М., Вяльцев Г.Б. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020.
2. Биард Р. У. Малые беспилотные летательные аппараты: теория и практика / Р. У. Биард, Т. У. Маклэйн; Под редакцией Г.В. Анцева. – М.: Рекламно-издательский центр "Техносфера", 2015. – 312 с. – (Мир радиоэлектроники). – ISBN 978-5-94836-393-6.
3. Электрические машины с постоянными магнитами: учебное пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 64 с.

АНАЛИЗ МЕТОДИК ТЕПЛОВОГО РАСЧЕТА БЕСПАЗОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

А. А. Носиков

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, nosikovaan@icloud.com

Научный руководитель: Топорков Д. М., к.т.н., доцент

В данной статье приведен обзор основных методик теплового расчета электродвигателей. Выявлены основные методы теплового расчета беспазовых машин с постоянными магнитами, а также сформулированы научные задачи на основе анализа литературных источников.

This article provides an overview of the main methods of thermal calculation of electric motors. The main methods of thermal calculation of phase-free machines with permanent magnets are revealed, and scientific tasks are formulated based on the analysis of literary sources.

Беспазовые двигатели с постоянными магнитами (далее – БДПМ) благодаря высокой мощности, компактности и надежности нашли широкое применение в областях, требующих точного управления и высокой энергоэффективности: от аэрокосмической техники и электромобилей до промышленных роботов и систем возобновляемой энергетики [1, 2]. Однако рост мощностных показателей и миниатюризация двигателей приводят к увеличению потерь и, как следствие, к значительному тепловыделению. Перегрев обмоток статора и ротора может вызвать деградацию изоляции, необратимое размагничивание постоянных магнитов и снижение надежности системы в целом [1, 3]. Поэтому точный тепловой расчет является критически важным этапом проектирования БДПМ.

Данная статья посвящена обзору современных методов теплового моделирования БДПМ, представленных в научной литературе, анализу их преимуществ, недостатков и областей применения, а также формулированию актуальной научной проблемы и задач для будущих исследований.

Одним из наиболее популярных инструментов для быстрой оценки температурных полей на ранних стадиях проектирования является метод тепловых схем замещения (далее – ТСЗ). Его суть заключается в дискретизации конструкции двигателя на узлы и соединении их тепловыми сопротивлениями, что формирует электрический аналог тепловой цепи.

В работе [3] представлено детальное моделирование температурного поля бесщеточного двигателя с полым цилиндрическим ротором. Авторы

разработали сложную сеть тепловых сопротивлений, учитывающую теплопроводность, конвекцию и излучение для каждого компонента. Особое внимание уделено моделированию эквивалентных тепловых сопротивлений обмоток, что является сложной задачей. Результаты моделирования показали хорошее соответствие с данными конечно-элементного анализа с погрешностью около 3-5% для большинства компонентов.

Можно отметить, что преимуществом метода является высокая скорость расчета, простота модификации модели, наглядность. Но точность сильно зависит от корректности выбора тепловых сопротивлений и коэффициентов теплоотдачи; сложность учета локальных перегревов и сложных геометрий.

Метод конечных элементов (далее – МКЭ) обеспечивает высокую точность за счет детального учета геометрии и распределения свойств материалов. Он позволяет получить полное распределение температуры в виде тепловой карты. В исследовании [4] МКЭ используется для анализа температурного поля трубчатого линейного колебательного двигателя, работающего в герметичном объеме генератора Стирлинга. Авторы предварительно рассчитывают эквивалентные теплопроводности для обмоток и шихтованных сердечников, учитывая их анизотропию, а затем проводят трехмерный тепловой анализ. Метод позволяет учесть сложные граничные условия, такие как радиационный теплообмен на поверхности Луны. В результате в данном методе можно отметить высокую точность, возможность учета сложных физических явлений и геометрий. Но недостатками такого метода, безусловно, являются высокие вычислительные затраты и время расчета, требование к детальным исходным данным.

Метод вычислительной гидродинамики – это класс методов, предназначенных для моделирования течения жидкостей и газов и связанных с ним процессов (конвективного теплообмена, турбулентности). Для решения уравнений Навье-Стокса в чаще всего используется метод конечных объемов, реже – МКЭ. Позволяет напрямую рассчитать поле течения и определить коэффициенты конвективной теплоотдачи, что устраняет один из главных источников неопределенности в чисто тепловых МКЭ-моделях. Это особенно важно для двигателей с принудительным охлаждением или работающих в специфических средах. В статьях [2] и [4] данный метод используется для анализа потока воздуха или гелия в воздушном зазоре и вокруг компонентов двигателя. В [2] моделируется воздушный поток в высокоскоростном беспазовом двигателе, что позволяет точно определить коэффициенты конвективной теплоотдачи на поверхностях.

В [4] анализируется течение гелия под высоким давлением внутри генератора Стирлинга для расчета теплоотдачи на границе "двигатель-жидкость". Данный метод позволяет наиболее точно смоделировать конвективный теплообмен и сложные течения сред. Данный метод является численным и имеет большие вычислительные затраты, сложность настройки и сходимости моделей.

Для оптимизации времени, затрачиваемого на расчеты, обычно используют методы не по отдельности, а совмещенная. Так ТСЗ используется для быстрой оптимизации, а МКЭ – для финальной проверки [3]. В [4] и других работах метод вычислительной гидродинамики используется для точного определения коэффициентов теплоотдачи, которые затем используются в более быстрой модели ТСЗ.

Несмотря на обилие методов, анализ литературы выявляет ключевую научную проблему – отсутствие универсальной, проверенной методики сквозного теплового расчета БДПМ, которая с приемлемой для инженерной практики точностью и скоростью учитывала бы взаимовлияние электромагнитных, тепловых и гидродинамических процессов с учетом технологических особенностей производства двигателей беспазовой конструкции.

Основные выявленные проблемы:

1. Неточность моделирования обмоток. Эквивалентные тепловые параметры обмоток, особенно в беспазовых конструкциях, рассчитываются по упрощенным моделям, что вносит погрешность.
2. Сложность учета изменения тепловых свойств и потерь при изменении температуры в различных частях двигателя.
3. Верификация моделей – экспериментальная проверка температурных полей, особенно внутри работающего двигателя, остается сложной и дорогостоящей задачей.

На основе выявленной проблемы можно сформулировать следующие научные задачи:

1. Разработка усовершенствованной методики теплового расчета БДПМ. Методика должна содержать аналитические электромагнитные модели, учитывающие насыщение, уточненные модели тепловых сопротивлений с учетом технологии изготовления обмотки.
2. Создание и верификация уточненной тепловой модели обмотки БДПМ. Необходимо разработать физически обоснованную модель для расчета эквивалентной теплопроводности обмоток с учетом их реальной геометрии укладки, свойств изоляции и наличия пропитки, и провести ее экспериментальную верификацию.
3. Исследование влияния магнитного насыщения и рабочих режимов на тепловое состояние БДПМ. На основе предложенной

методики провести параметрический анализ того, как изменение нагрузки, скорости и степени магнитного насыщения активных материалов влияет на перераспределение потерь и температурные поля в компонентах двигателя.

4. Экспериментальное исследование и валидация разработанных моделей. Провести натурные испытания прототипа БДПМ с контролем температуры ключевых компонентов для подтверждения адекватности разработанной расчетной методики.

Проведенный обзор демонстрирует, что, несмотря на наличие развитого арсенала методов теплового моделирования, в области проектирования БДПМ сохраняется потребность в создании комплексной методики теплового расчета. Решение этой проблемы, сформулированной в виде научных задач, позволит перейти к оптимизированному расчету, что критически важно для создания новых поколений высокоеффективных и компактных электромеханических преобразователей.

Литература

1. Xue Z. et al., Optimization of PM Slotless Brushless DC Motors Considering Magnetic Saturation and Temperature Limitation, Energies, 2024. – 22 p.
2. Hu H.-J. et al., Design and Analysis of a High-Speed Slotless Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Air-Gap Airflow, Actuators, 2025. – 15 p.
3. Zhao J. et al., Modeling and Calculation of Temperature Field in Slotless Motor Based on a New Lumped Parameter Thermal Network Method, IEEE Conference, 2023. – 6 p.
4. Wen H. et al., Temperature Rise Assessment of Tubular Linear Oscillating Permanent Magnet Machine in Stirling Generator, IEEE Conference, 2024. – 6 p.
5. Wu X. et al., Analytical Calculation of Magnetic Field and Analysis of Rotor Permeability Effects on Permanent Magnet Synchronous Motor with Fractional Slot Concentrated Winding, World Electric Vehicle Journal, 2024. – 21 p.

СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

М. А. Орешенко

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, michaeloreshenko@gmail.com

Научный руководитель: Честюнина Т. В., к.т.н., доцент

Рассмотрены различные решения в системе охлаждения. Проанализированы современные применяемые материалы и возможные конструктивные решения для повышения надежности. Приведена классификация по принципу действия и конструктивным особенностям. На основе проведенного анализа приведены решения для модернизации систем с целью повышения их эффективности.

Various solutions in the cooling system are considered. Modern materials used and possible design solutions for improving reliability are analyzed. A classification based on the operating principle and design features is provided. Based on the analysis, solutions for modernizing systems to improve their efficiency are described.

Системы охлаждения являются неотъемлемым и критически важным элементом конструкции турбогенератора. В процессе преобразования энергии значительная ее часть рассеивается в виде тепла из-за неизбежных потерь. Неконтролируемый рост температуры негативно сказывается на изоляционных материалах и механической прочности компонентов, ограничивая единичную мощность агрегата и сокращая его ресурс. Таким образом, проектирование эффективной и безопасной системы охлаждения, способной стабильно отводить тепловые потоки от наиболее нагреваемых элементов, представляет собой одну из центральных задач при создании современных турбогенераторов.

Системы охлаждения турбогенераторов по принципу действия и конструктивным особенностям.

а) Воздушное охлаждение, применяется в турбогенераторах малой и средней мощности (2–225 МВт).

Конструкция: Замкнутая система с вентиляторами на валу ротора и воздухоохладителями, расположенными в корпусе статора [1].

Преимущества: простота и низкая стоимость эксплуатации; высокая надежность и безопасность; быстрый монтаж и ввод в эксплуатацию.

Недостатки: меньшая эффективность отвода тепла по сравнению с водородом, что ограничивает максимальную мощность при тех же габаритах.

б) Водородное охлаждение, мощные турбогенераторы (200–550 МВт и выше).

Конструкция: Замкнутый контур, где водород под давлением (до 450 кПа) циркулирует с помощью центробежных компрессоров. Охлаждение водорода происходит в газоохладителях.[1]

Преимущества: высокая теплопроводность; низкая плотность; высокая теплоемкость, по сравнению с другими газами или их смесями: лучше отводит тепло.

Недостатки: сложность и стоимость системы; повышенные требования к обслуживанию.

в) **Комбинированное охлаждение**, применяется в наиболее мощных и теплонаагруженных турбогенераторах.

Водородно-водяное: Статор выполняется с прямым водяным охлаждением обмотки, а ротор и сердечник статора - водородом. [1] Это позволяет отвести максимальное тепло от самых нагруженных частей.

Полное водяное: Водяное охлаждение и статора, и ротора в [1] упоминается как перспективное в контексте замены водорода.

Основные тенденции и задачи улучшения систем охлаждения:

Турбогенераторы часто работают в разных режимах. [1] Из-за необходимости поддерживать параметры энергосети, они могут находиться в режиме потребления или генерации реактивной мощности. Это влияет на потери в машине, поэтому система охлаждения должна оставаться эффективной и надежной в таких условиях.

Так как вентиляционные и механические потери могут составлять до 0.5-1% от общей мощности, то их снижение напрямую повышает КПД турбогенератора. Например, модернизация системы позволила поднять КПД с 98.6% до 98.8% для генератора 160 МВт. [2]

Ключевые конструктивные решения:

а) Для воздушного охлаждения:

U-образные каналы в статоре. Холодный воздух из воздухоохладителя подается к периферии статора, проходит по радиальным каналам к центру, разворачивается и по другим радиальным каналам возвращается к воздухоохладителю.[2] Это исключает смешивание горячего воздуха от ротора с холодным, обеспечивая равномерное охлаждение.

Радиально-аксиальные каналы. В зубцах сердечника статора выполняются аксиальные каналы, соединяющие радиальные каналы. [2] Это создает искусственную турбулизацию потока, ускоряя теплообмен.

Оптимизация центробежного вентилятора: Численное моделирование (CFD) позволило заменить многорукавные улитки на эффективные спиральные (Рисунок 1), что снизило аэродинамические потери.[2]

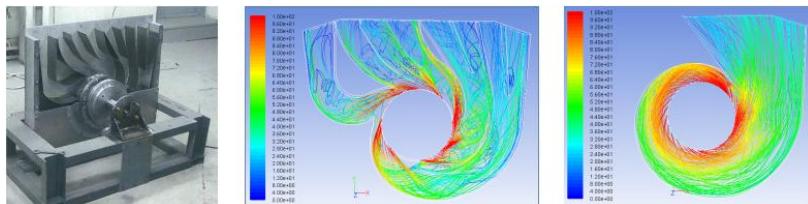


Рис. 1 – Улитка центробежного вентилятора: 1 – макет улитки, 2, 3 – результаты трехмерного моделирования.

Направляющие аппараты для ротора:

Неподвижный направляющий аппарат (ННА): устанавливается на входе в ротор, предварительно закручивает поток.[2]

Вращающийся направляющий аппарат (ВНА): устанавливается на самом роторе (в виде шлицов или осевого вентилятора). Оптимальное сочетание ННА и ВНА позволяет снизить мощность на прокачку воздуха через ротор на 20-30% без ухудшения теплового состояния.[2]

б) Для водородного охлаждения (и газоохладителей):

Газоохладители с оребренными трубками: это основной способ интенсификации теплообмена. [3] Вода циркулирует в трубках, а газ омывает их снаружи. Оребрение увеличивает площадь контакта с газом.

Высокооребренные биметаллические трубы: Конструкция из латунной или нержавеющей трубы с навитыми алюминиевыми ребрами.[3] Алюминий имеет высокую теплопроводность, а основа обеспечивает прочность и стойкость к коррозии. [3]

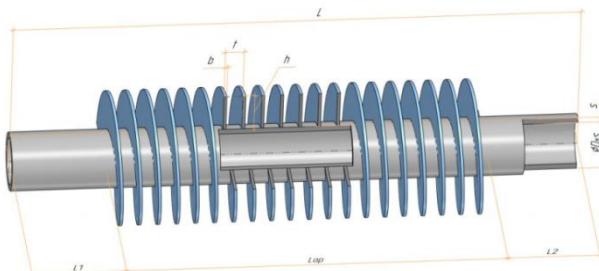


Рис. 2 – Фрагмент высокореберной биметаллической трубы

По мимо уже хорошо испытанных решений, ведутся разработки более продвинутых систем, которые включают в себя:

Синтетические хладагенты: В мировых исследованиях (например, в работах, связанных с системами на CO₂) [4] активно изучаются хладагенты типа R134a и пропана (R290) для газоохладителей. Их

преимущество – более высокий коэффициент теплоотдачи при фазовом переходе по сравнению с традиционными средами.

Двухфазное охлаждение: это одно из самых перспективных направлений. Вместо того чтобы просто нагревать газ, система позволяет теплоносителю кипеть в зоне тепловыделения (например, в специальных каналах в медных проводниках). [4] Скрытая теплота парообразования позволяет отвести огромное количество тепла при почти постоянной температуре. Теплосъема в 5-10 раз по сравнению с однофазным водяным охлаждением.

Сверхкритический CO₂ (sCO₂): использование диоксида углерода в сверхкритическом состоянии в качестве рабочего тела в цикле Брайтона для привода турбогенератора и одновременно как хладагента — это прорывная технология. [5] Такие системы чрезвычайно компактны и эффективны, но находятся на стадии опытно-промышленных образцов.

Теплоинтерфейсные материалы (TIMs): для улучшения теплового контакта между медным стержнем обмотки и системой охлаждения (в случае прямого охлаждения) исследуются высокотеплопроводные пасты [6], металлические сплавы с низкой температурой плавления (припой) и даже графеновые покрытия.[6]

Наноструктурированные поверхности: нанесение микро- и наноразмерных структур на внутреннюю поверхность охлаждающих каналов интенсифицирует кипение и теплообмен в 1.5-2 раза за счет увеличения количества центров парообразования. [7]

Примеры оптимизации систем охлаждения:

Гибридные системы: в регионах с жарким климатом для охлаждения воды, идущей в газоохладители, все чаще используют не просто градирни, а сухие/мокрые гибридные охладители. [8] Они экономят воду, переключаясь на "мокрый" режим только по уставке системы.

Адаптивное охлаждение: система, которая динамически перераспределяет потоки хладагента. Если датчики показывают, что одна часть статора нагрета сильнее, система может перенаправить туда больший расход, в то время как другие зоны работают в экономичном режиме. [9] Это реализуется с помощью систем регулируемых клапанов и алгоритмов на основе ИИ.

Заключение статьи: Системы охлаждения турбогенераторов – это результат комплексного подхода, объединяющего: новые материалы, современные конструкции, использования высокоэффективных хладагентов и перехода к точному управлению тепловыми потоками. Это позволяет повышать КПД и надежность турбогенераторов.

Литература:

1. Абрамов А. И. Проектирование турбогенераторов: [учебное пособие для студентов электромеханических и электротехнических специальностей вузов] / А. И. Абрамов, В. И. Извеков, Н. А. Серихин. – М.: Высшая школа, 1990. – 335, [1] с.: ил., табл.
2. Карташова Т. Н., Прокофьев А. Ю., Филин А. Г. Современные подходы к разработке системы охлаждения турбогенераторов с воздушным охлаждением [Электронный ресурс] // Глобальная энергия: электрон. науч.-техн. журн. – № 1. 2024. – URL: <https://engtech.spbstu.ru/en/article/2024.127.2> (дата обращения 19.11.2025). – DOI: 10.18721/JEST.30101.
3. Enhancing the efficiency of the turbogenerator cooling system through the use of finned tubes in the gas cooler / Bohdan K. Shestak // Journal of Mechanical Engineering – Problemy Mashynobuduvannia–2025. – Vol. 28, no. 3, – P. 34-41. DOI: 10.15407/pmach2025.03.034.
4. Efficient two-phase liquid cooling and optimization technology on the chip side based on high-power data centers:Summary and prospects / Xinge Chen, Chudong Hu, Jun Liang, Jiangpeng Li, Lin Lu, Yan Wu, Jianbin Zang // Renewable and Sustainable Energy Reviews – 2025. – Vol. 223, – P. 115994. – DOI: 10.1016/j.rser.2025.115994.
5. Thermal performance of heterogeneous PCHE for supercritical CO₂ energy cycle / Sangwoo Jeon, Young-Jin Baik, Chan Byon, Woojin Kim // International Journal of Heat and Mass Transfer. – 2016. – Vol. 102. – P. 867–876. – DOI: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2016.06.091.
6. A mini review: application of graphene paper in thermal interface materials / Le Lv, Wen Dai, Jinhong Yu, Nan Jiang, Cheng-Te Lin // NEW CARBON MATERIALS. – 2021. Vol. 36, Iss. 5. – P. 930-938. DOI: 10.1016/S1872-5805(21)60093-8.
7. High thermal conductivity graphene-based interfacial materials through oriented assembly and catalytic graphitization for thermal management / Jing Li, Junhao Liu, Ning Li, Wenfang Zeng, Minghao Chen, Yawei Xu // Carbon – 2025. – Vol. 235. – P 120081. – DOI: 10.1016/j.carbon.2025.120081.
8. Enhanced boiling heat transfer on structured surfaces with linear and staggered arrangements of hydrophilic and hydrophobic micro-pillars / Chao Luo, Toshio Tagawa // International Journal of Heat and Mass Transfer – 2024. – Vol. 225. – P 125394. – DOI: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2024.125394.
9. Leveraging AI for energy-efficient manufacturing systems: Review and future prospectives / Mohammad Mehdi Keramati Feyz Abadi, Chao Liu, Ming Zhang, Youxi Hu, Yuchun Xu // Journal of Manufacturing Systems. – 2025. – Vol. 78. – P. 153–177. DOI: 10.1016/j.jmsy.2024.11.017.

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО СТЕНДА «ИССЛЕДОВАНИЕ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ТРАНСФОРМАТОРА»

В. А. Осипов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, v.osipov.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

Выбрана среда моделирования и разработана виртуальная программа для проведения лабораторной работы удаленно. Проведено сравнение результатов лабораторных работ. Было найдено решение для улучшения учебного процесса для студентов и преподавателей.

A simulation environment and a virtual program for remote laboratory work were developed and evaluated. The findings demonstrate the solution's effectiveness in improving the educational process for students and instructors.

Виртуальная лабораторная работа, проводимая на специальной программе виртуального лабораторного стенда – это безопасный и доступный цифровой аналог реального эксперимента. Она позволяет студентам самостоятельно осваивать практику в любое время из любого места, не требуя дорогостоящего оборудования и строгого контроля.

В основу разработки положены параметры и принцип действия вращающегося трансформатора ВТ-5 (тип КФ3.031.053), предназначенного для преобразования углового положения вала в электрический сигнал. Питание обмоток трансформатора осуществляется посредством высокоточных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), управляемых специализированным программным обеспечением, разработанным для персонального компьютера, интегрированного в состав стенда. При необходимости, дополнительное напряжение может быть подано и на квадратурную обмотку для обеспечения режима фазовращателя. [1]

Средой разработки программы была выбрана среда графического программирования LabVIEW. В программе построена структура виртуального стенда, она поделена на отдельные сегменты, отвечающие за свои отдельные задачи (рис. 2). В конечной программе пользователю будет представлена передняя панель программы – интерфейс (рис. 1).

Работа трансформатора в виртуальном лабораторном стенде описана математической моделью, Принцип работы основан на электромагнитной связи между обмотками статора и ротора. При подаче возбуждения U_A на обмотку возбуждения A, ток I_A создает магнитный поток возбуждения Φ_A . Поток Φ_A индуцирует ЭДС в обмотках E_C и E_K .

Если ЭДС E_C изменяется по закону $\sin(\alpha)$, то ЭДС перпендикулярной обмотки E_K изменяется по закону $\cos(\alpha)$.[2]:

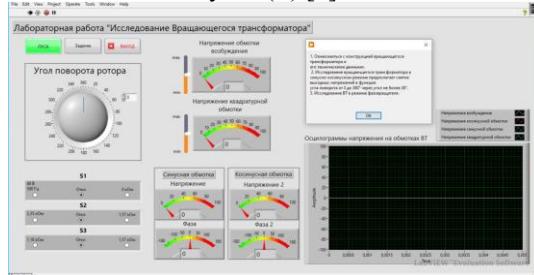


Рис.1 – Интерфейс программы виртуального лабораторного стенда

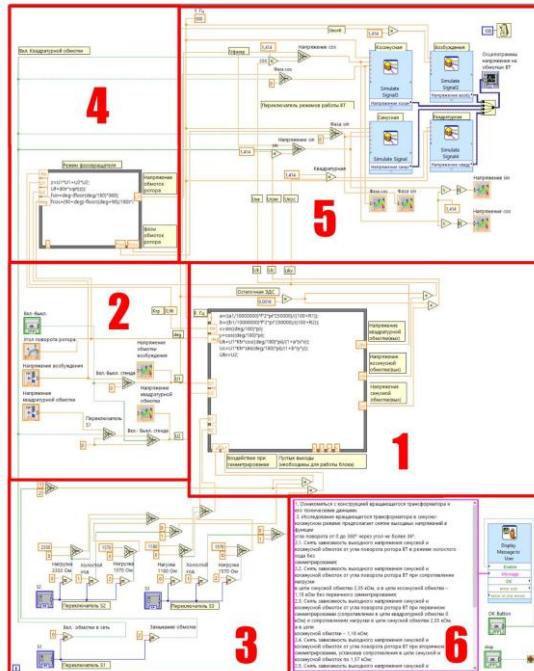


Рис.2 – Общая схема программы виртуального стенда. (1 - Диалоговое окно Formula Node с программой расчета параметров ВТ, 2 - Схема регуляторов входных значений, 3 - Схема переключателей S1, S2 и S3, 4 - Схема блока режима фазовращателя, 5 - Схема вывода рассчитанных значений на внешний интерфейс, 6 - Блок кнопок задания и полного отключения)

$$E_C = E_{CM} + E_{CL} = \frac{k_{mp} \cdot E_A \cdot \sin(\alpha)}{1 + a \cdot \cos^2(\alpha)}; \quad (1)$$

$$E_K = E_{KM} + E_{KL} = \frac{k_{mp} \cdot E_B \cdot \cos(\alpha)}{1 + b \cdot \sin^2(\alpha)}.$$

В режиме нагрузки ЭДС E_C и E_K будут искаженными синусной и косинусной функцией от угла (а). Это обусловлено составляющими $a \cdot \cos^2(\alpha)$ и $b \cdot \sin^2(\alpha)$, которые обусловлены потоками Φ_{Cq} и Φ_{Kq} .

Потоки Φ_{Cq} и Φ_{Kq} направлены встречно и полный поперечный поток по q будет:

$$\Phi_q = \Phi_{Cq} + \Phi_{Kq} \quad (2)$$

Чем меньше поперечный поток Φ_q , тем меньше искажение ЭДС обмоток ротора.

Было проведено сравнение результатов виртуальной лабораторной работы с работой на настоящем стенде. Проведенное сравнение выявило, что виртуальная модель обладает идеализированными характеристиками, вследствие отсутствия внешних помех, погрешностей, механических люфтов и т.д. присущих реальному стенду. Это привело к более четким и сглаженным графикам зависимостей по сравнению с данными настоящего эксперимента, на которые влияют температурные и электромагнитные факторы.

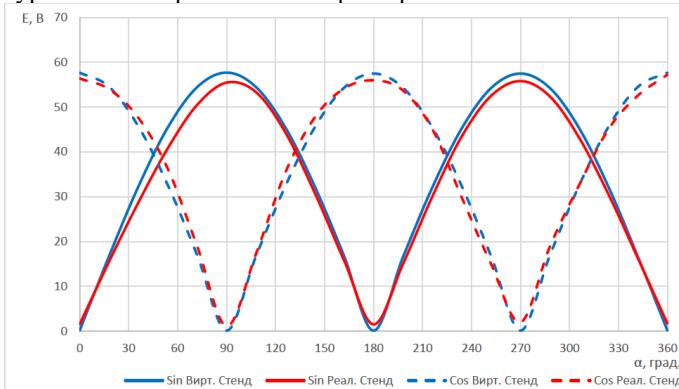


Рис.3 - График зависимости напряжений обмоток ротора от угла поворота в режиме нагрузки

Был разработан виртуальный лабораторный стенд «Исследование вращающегося трансформатора», предназначенный для повышения эффективности и доступности учебного процесса. Программа позволяет подготовиться к работе с реальным оборудованием или заменить его, в ее дальнейшее развитие, например, учет температурных погрешностей, позволит приблизить результаты к данным настоящего эксперимента.

Литература:

1. Электрические машины систем автоматики: методические указания к лабораторным работам для ФМА и ИДО направления 140600 / Новосиб. гос. техн. ун-т; [сост.: А. Г. Приступ, А. В. Комаров]. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 58 с.
2. Арменский Е. В. Фалк Г. Б. Электромеханические устройства автоматики. Учебное пособие – Московский государственный институт электроники и математики. М., 2002. – 213 с.

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОМЕНТНОГО ДВИГАТЕЛЯ
ДЛЯ ПОВОРОТНОГО СТОЛА
МЕТАЛЛООБРАБАТЫВАЮЩЕГО СТАНКА**

А. В. Полуэктова

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, anastasia.qwe@mail.ru**

Научный руководитель: Топорков Д. М., доцент кафедры ЭМ

В работе представлена разработка моментного двигателя для привода поворотного стола металлообрабатывающего станка. Обоснован выбор конструкции с внешним ротором и постоянными магнитами, обеспечивающей высокий крутящий момент при низких скоростях вращения. Рассмотрены методы снижения пульсаций момента и обеспечения теплового режима, предложены конкретные технические решения для повышения точности позиционирования и надежности привода.

The paper presents the development of a torque motor for the drive of a metalworking machine's rotary table. The choice of an outer rotor permanent magnet design that provides high torque at low rotational speeds is substantiated. Methods for reducing torque ripple and ensuring thermal performance are considered, and specific technical solutions are proposed to improve positioning accuracy and drive reliability.

Современное станкостроение предъявляет высокие требования к приводам поворотных столов: необходима высокая точность позиционирования, минимальные пульсации момента, устойчивость к перегрузкам и компактность конструкции. Наиболее полно этим

требованиям отвечают низкоскоростные моментные двигатели с постоянными магнитами, работающие по принципу прямого привода [1, 2].

Для привода поворотного стола металлообрабатывающего станка предлагается конструкция синхронного двигателя с внешним ротором и постоянными магнитами. Такая конфигурация позволяет получить высокий крутящий момент за счет большенного диаметра ротора и эффективно интегрировать двигатель непосредственно в конструкцию стола.

Ключевой проблемой моментных двигателей является обеспечение плавности вращения. Для снижения пульсаций момента применяется сегментация постоянных магнитов. В разрабатываемой конструкции сегментация магнитов позволяет снизить уровень пульсаций до 1.2%, что обеспечивает необходимое качество обработки на станке [1]. Дополнительным преимуществом является использование дробной пазовой обмотки, которая также способствует снижению пульсаций момента и уменьшению длины лобовых частей обмотки.

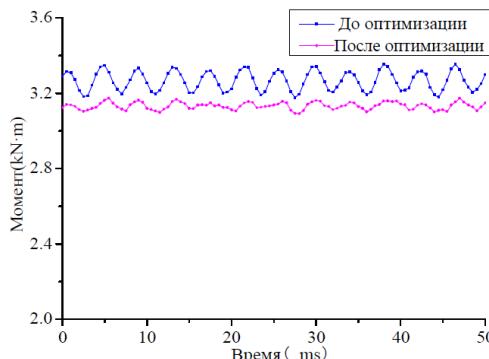


Рис.1 – Снижение пульсаций момента после сегментации магнитов

Важным аспектом проектирования является тепловой режим двигателя. При плотностях тока до 6 A/mm^2 в непрерывных режимах работы необходимо применять эффективное охлаждение. В предлагаемой конструкции используется жидкостное охлаждение корпуса с циркуляцией теплоносителя через водяную рубашку. Это решение позволяет поддерживать температуру обмотки в пределах класса изоляции F даже при длительной работе с номинальной нагрузкой.

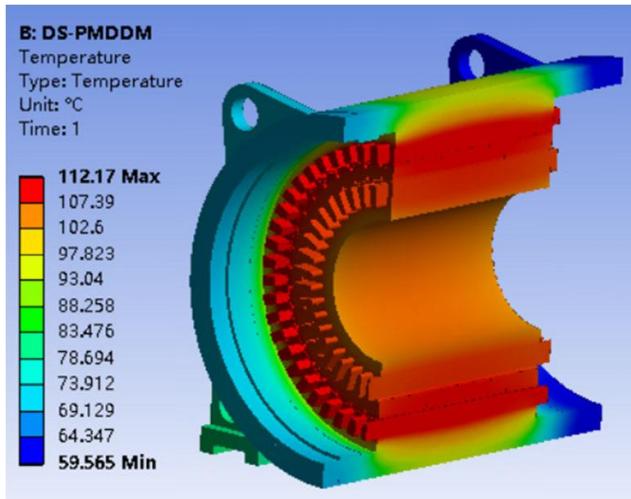


Рис. 2 – Распределение температуры в машине

Магнитная система двигателя рассчитывается с запасом по перегрузке 200-250%, что обеспечивает надежную работу при кратковременных пиковых нагрузках, характерных для процессов металлообработки. При этом магнитная индукция в зубцовой зоне статора не превышает 1.7 Тл, что исключает насыщение магнитной системы в нормальных режимах работы.

Использование постоянных магнитов на основе редкоземельных элементов обеспечивает высокую энергоэффективность двигателя с КПД порядка 94-96% в рабочем диапазоне скоростей. Отсутствие редуктора и связанных с ним люфтов позволяет достичь точности позиционирования до ± 2 угловых секунд [3].

Таким образом, предлагаемая конструкция моментного двигателя с внешним ротором, сегментированными постоянными магнитами и системой жидкостного охлаждения представляет собой эффективное решение для привода поворотных столов металлообрабатывающих станков, обеспечивающее высокую точность, надежность и энергоэффективность.

Литература:

1. Ying Xie, Lin Fu, Zexin Ma. Design and Research of Low-Speed High-Torque Permanent Magnet Synchronous Motor with Outer Rotor // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2019.

2. Yunkai Huang, Zichong Zhu, Baocheng Guo, Heyun Lin, Shuhua Fang. Design and Thermal Analysis on High Torque Low Speed Fractional-Slot Concentrated Windings In-Wheel Traction Motor // 2023 IEEE International Conference on Communications and Systems (ICCS). – 2023.

3. Гераскина Н. М. Высокомоментный синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов и расщепленной обмоткой якоря: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Гераскина Н. М.; науч. рук. Жуловян В. В. ; Новосиб. электротехн. ин-т. - Новосибирск, 1991. - 197 л.: ил.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ В ПРОИЗВОДСТВЕ СТАТОРОВ БЕСПАЗОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

А. В. Полынцева, П. А. Рыжкова

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, gavakaka21@gmail.com

Научный руководитель: Гейнрих Г. О.

В данной работе рассматриваются вопросы производства синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ), обладающих беспазовой конструкцией статора. Основное внимание уделено ключевой технологической проблеме — обеспечению надежного и долговечного крепления обмотки в магнитопроводе, что является критически важным для механической целостности и эксплуатационной надежности машины.

This work addresses the challenges in manufacturing permanent magnet synchronous motors (PMSMs) with a slotless stator design. Particular attention is paid to the key technological problem of ensuring reliable and durable winding fixation within the magnetic core, which is critical for the machine's mechanical integrity and operational reliability.

Беспазовые синхронные двигатели с постоянными магнитами (БСДПМ) — это тип синхронного электродвигателя, в роторе которого присутствуют постоянные магниты, которые генерируют магнитное поле. Применяются в областях, требующих высокой плавности вращения и точности: робототехника, аэрокосмические системы, медицинское оборудование, прецизионные станки и измерительные комплексы, где исключены даже минимальные пульсации момента.

Обеспечить плавность хода помогает особенность конструкции таких двигателей. Она заключается в том, что статор имеет гладкую цилиндрическую форму, т.е. не имеет пазов (Рис.1). Это позволяет исключить зубцовые пульсации, снизить потери в магнитопроводе, акустический шум и вибрации, улучшить тепловые характеристики, за счет более эффективного отвода тепла и непосредственного контакта

обмотки с корпусом, и обеспечить исключительное плавное вращение ротора [1]. Гладкая конструкция статора, лишенная пазов, выдвигает на первый план фундаментальную проблему, связанную с механической фиксацией обмотки. Это обуславливает поиск альтернативных технологических решений для ее надежного закрепления.

Гладкая конструкция статора, лишенная пазов, выдвигает на первый план фундаментальную проблему, связанную с механической фиксацией обмотки. Это обуславливает поиск альтернативных технологических решений для ее надежного закрепления.

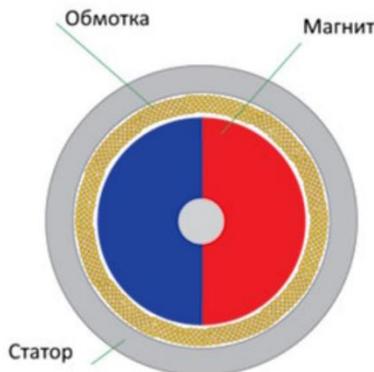


Рис.1 – Устройство беспазового СДПМ

Одним из таких решений является крепление обмотки на немагнитный каркас. В качестве материала для каркаса можно использовать, например, фторопласт-4 [3]. Этот материал отличается термостойкостью — его свойства сохраняются при температуре от -269 до +260 °C, а также адгезией, минимальным поверхностным натяжением, устойчивостью к воздействию влаги. Помимо фторопласта можно использовать полизэфирэфиркетон (PEEK). Он сохраняет стабильность при температурах до 260°C, обладает высокой механической прочностью, нулевым поглощением влаги и превосходными свойствами износостойкости. Изготовление каркаса из PEEK пластика очень технологично, так как при помощи 3D-принтера ему можно придать, практически, любую форму. Однако, каркас из немагнитного материала формой, по сути, повторяет зубцово-пазовую структуру, как в машинах классической конструкции, а это значит, заполнение статора медью, по сути, ограничено в тех же пределах, что и у традиционных электрических машин.

Другим решением, позволяющим заполнить статор большим количеством медных проводников, чем в предыдущем способе, является компаундирование обмотки. Суть метода заключается в том, что обмотка заливается полимерным составом (эпоксидные, полиуретановые, силиконовые смолы) для создания монолитного блока.

Компаунд должен обладать вязкостью, позволяющей полностью залить форму без образования воздушных полостей, эластичность компаунда должна обеспечить минимальное изменение геометрии статора после съема изделия с формы и исключить растрескивание. Также компаунд должен обеспечить сохранение геометрии статора, для чего должен обладать хорошей адгезией к конструктивным составляющим статора, т.е. к металлическому ярму. Помимо прочего, компаунд должен сохранять свою живучесть (обладать низкой вязкостью) на протяжении всего процесса заливки формы.

Наиболее приемлемым, с точки зрения механической вариантом, являются эпоксидные компаунды. Однако, большинство представленных на рынке продуктов обладают очень ограниченным эксплуатационным температурным пределом (сохраняет свои свойства при температуре от -60 °C до +180°C). Одним из подходящих материалов, обладающим более широким температурным диапазоном, является двухкомпонентный силиконовый компаунд (КПТД-1/3Т-15(К7)), который обычно используется для заливки электронных компонентов и схем. Он обеспечивает герметизацию от внешней среды, приемлемый отвод тепла (за счет повышенных теплопроводящих и диэлектрических свойств керамических наполнителей) при температуре от -60 °C до +250 °C.

Производителем не предполагается использование данного компаунда для заливки частей электрических машин. Поэтому в документации не приводится технологии его использования, подходящей для данного применения, а конкретно массовых пропорций компонентов А и Б.

В ходе серии экспериментов, проведённых на базе каф. Электромеханики НГТУ, была разработана технология заливки компаундом КПТД-1/3Т-15(К7) частей электрических машин. Наиболее оптимальное соотношение масс компонентов для заливки обмотки статора: 1:50. Именно такое соотношение позволяет обеспечить оптимальное время застывания, в течение которого можно поместить состав под вакуум, а также воздействовать на него вибрационным устройством для максимального удаления из него воздушных полостей. На рисунке 2 показаны срезы образцов застывшего компаунда, изготовленных по технологии производителя (слева) и по модифицированной технологии (справа). Как видно, во втором случае

воздушные полости полностью отсутствуют, в то время как в первом случае, они занимают значительный объём образца, наибольшие из них обозначены стрелками.



Рис.2 – Срезы закомпаундированных образцов

Литература:

1. Гейнрих Г. О. Характеристики электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов с пазовой и беспазовой конструкцией статора / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2023. – № 5. – С. 34-38. – DOI 10.53891/00135860_2023_5_35. – EDN QRJRMXL.
2. Золоторевский В. С., Механические свойства металлов: учебник для вузов. – М.: МИСиС, 1998. – 400 с.
3. Гордеева Т. А., Жегина И. П. Анализ изломов при оценке надежности материалов. – М.: «Машиностроение», 1978. – 200 с.
4. Угаров Г. Г., Нейман В.Ю. Анализ показателей электромагнитных ударных машин // Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых. – 1996. – № 2. – С. 72–80.

АНАЛИЗ ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Н. А. Сечин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, nikitasechin@mail.ru

Научный руководитель: Темлякова З. С., д.т.н., профессор

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором находят широкое применение в автоматизированных электромеханических системах и потребляют значительную долю вырабатываемой энергии. В системах

управления двигателями широко используется преобразователь частоты. При его работе происходит изменение формы напряжения, которое подается на двигатель.

Inductions motors with a short-circuited rotor are widely used in automated electromechanical systems and consume a significant proportion of the generated energy. A frequency converter is widely used in motor control systems. During its operation, a change in the shape of the voltage that is applied to the engine occurs.

В условиях современного промышленного производства ключевыми задачами являются повышение энергоэффективности, точности управления технологическими процессами и снижение эксплуатационных затрат. Асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым ротором, составляя свыше 80% промышленных электродвигателей и являясь основным приводом большинства механизмов, доказали свою исключительную надежность, простоту и рентабельность. Однако традиционное питание АД от сети переменного тока фиксированной частоты исторически ограничивало их функциональность, не позволяя осуществлять энергоэффективное и гибкое регулирование ключевых координат электропривода – скорости и момента.

Кардинальный перелом в этой области связан с активным развитием силовой преобразовательной техники и серийным выпуском современных частотных преобразователей (ЧП). Эти высокотехнологичные устройства, обладающие широким диапазоном регулирования и обширным набором интеллектуальных функций, определили опережающее развитие частотно-регулируемого асинхронного электропривода (ЧРП). В его основе лежит частотный способ управления, являющийся на сегодня одним из наиболее перспективных и распространенных. Его принцип, заключающийся в изменении частоты и амплитуды питающего напряжения, позволяет плавно и точно изменять скорость вращения двигателя в широком диапазоне, обеспечивать поддержание заданного момента и значительно снижать электропотребление. Это особенно актуально для насосных, вентиляторных и компрессорных установок, где нагрузка имеет квадратичную зависимость от скорости, что открывает колossalный потенциал для энергосбережения.

Таким образом, сочетание асинхронного двигателя с частотным преобразователем создает высокоэффективный электропривод, высочайшее качество и надежность которого позволяют применять его в самых различных отраслях промышленности. Однако, несмотря на широкое распространение, системы ЧРП обладают рядом специфических проблем, таких как генерация высших гармоник, возникновение токов

вытеснения в обмотках двигателя и сложность точного управления моментом на низких скоростях. Наличие этих вызовов требует проведения углубленных исследований и разработки усовершенствованных методов оптимизации для полной реализации потенциала данной технологии.

В работе на примере асинхронных двигателей диапазона мощностью 15 кВт, рассмотрено влияние зубчатой поверхности статора и ротора на величину поверхностных и пульсационных потерь в стали. (Установлено, что диапазон изменения величины этих потерь составляет примерно 15%).

Пульсационные потери определяются по формуле:

$$P_{\text{пул1(2)}} = 0.11 \cdot \left(\frac{Z_{2(1)} \cdot n_1}{1000} \cdot B_{\text{пул1(2)}} \right)^2 \cdot m_{Z1(2)}, \quad (1)$$

где $Z_{2(1)}$ - число зубцов ротора (статора); n_1 - частота вращения магнитного поля, об/мин;

$B_{\text{пул1(2)}}$ - амплитуда пульсаций магнитного поля статора (ротора), Тл; $m_{Z1(2)}$ - масса стали зубцов статора (ротора), кг.

Поверхностные потери определяются по формуле:

$$P_{\text{пов1(2)}} = \rho_{\text{пов1(2)}} \cdot (t_{1(2)} - b_{\text{ш1(2)}}) \cdot Z_{1(2)} \cdot l_{cm1(2)}, \quad (2)$$

где $\rho_{\text{пов1(2)}}$ - удельные поверхностные потери статора (ротора), Вт/м³; $t_{1(2)}$ - зубцовые деления статора (ротора), м.; $b_{\text{ш1(2)}}$ - открытие паза статора (ротора); $Z_{1(2)}$ - число зубцов ротора (статора);

$l_{1(2)}$ - длина сердечника магнитопровода статора (ротора), м.

В выражениях (1) и (2) $B_{\text{пул1(2)}}$ и $\rho_{\text{пов1(2)}}$ определяются по формулам:

$$B_{\text{пул1(2)}} = \frac{\gamma_{1(2)} \cdot \delta}{2 \cdot t_{1(2)}} \cdot B_{z1(2)}; \quad (3)$$

$$\rho_{\text{пов1(2)}} = 0.5 \cdot k_{01(2)} \cdot \left(\frac{Z_{2(1)} \cdot n_1}{10000} \right)^{1.5} \cdot \left(B_{01(2)} \cdot t_{2(1)} \cdot 10^3 \right)^2, \quad (4)$$

где $k_{01(2)}$ - эмпирический коэффициент, учитывающий влияние марки стали и толщины листов магнитопровода; δ - величина воздушного зазора; $B_{z1(2)}$ - расчетная индукция в зубцах статора (ротора), Тл; $\gamma_{1(2)}$ - коэффициент воздушного зазора для зубца статора (ротора); $Z_{2(1)}$ - число зубцов ротора (статора); n_1 - частота вращения магнитного поля, об/мин; $B_{01(2)}$ - амплитуда пульсации индукции на статоре (роторе), Тл; $t_{1(2)}$ - зубцовые деления ротора (статора), м.

В выражении (4) $B_{01(2)}$ определяют по формуле:

$$B_{01(2)} = \beta_{01(2)} \cdot k_\delta \cdot B_\delta, \quad (5)$$

где

$\beta_{01(2)}$ - эмпирический коэффициент, учитывающий открытие паза;

k_δ - коэффициент воздушного зазора;

B_δ - значение расчетной индукции в воздушном зазоре, Тл.

Одним из способов влияния на величину суммы потерь, а следовательно, и коэффициент полезного действия, является уменьшение поверхностных и пульсационных потерь.

Алгоритм расчета:

- 1) Обоснование числа пазов статора
- 2) Определение соответствующего значения числа пазов ротора
- 3) Полный электромагнитный расчет для каждого сочетания
- 4) Результаты исследования представляются в удобном для анализа виде.

В таблице 1 представлены результаты расчета АД мощностью 15 кВт и частотой вращения 1500 об/мин. при изменении числа пазов статора.

Таблица 1 – Результаты расчета составляющих потерь и КПД

Z_1	Z_2	$P_{\text{пов}}$, кВт	$P_{\text{пул}}$, кВт	$P_{\text{сумм.доб}}$, кВт	ΣP , кВт	η , %
90	80	0,06	0,257	0,384	2,67	0,878
72	62	0,033	0,154	0,222	2,1	0,887
54	50	0,018	0,1	0,135	2,02	0,892
48	38	0,01	0,057	0,079	1,95	0,895

Результаты расчетов показывают, что на поверхностные и пульсационные потери приходится до 15% от суммарных потерь активной мощности. Величина этих потерь напрямую связана с конфигурацией пазов статора и ротора асинхронного двигателя.

Было установлено, что даже при фиксированных основных параметрах (мощность, напряжение, частота вращения и габариты) каждая модификация двигателя демонстрирует уникальный спектр потерь в зависимости от комбинации числа зубцов статора и ротора. Это объясняется тем, что изменение количества зубцов ведет к изменению формы и размеров пазов, что, в свою очередь, влияет на магнитную индукцию в зубцах, плотность тока в обмотках и, соответственно, на уровень потерь и КПД.

Наиболее эффективной считается та модификация, которая обеспечивает наивысший коэффициент полезного действия. Таким образом, для проектирования энергоэффективных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором необходимо анализировать различные варианты исполнения зубцово-пазовых зон, что позволит оптимизировать КПД и обеспечить экономичную эксплуатацию электроприводов.

Литература:

1. Бурков А. Ф., Юрин В. Н., Аветисян В. Р. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2018. – Т.20. – №9-10 – С.92-100.
2. Карх И. С., Ионова Л.В., Полузадов В.Н. Взаимосвязь энергоэффективности масса-габаритных показателей асинхронных двигателей. – Уральская горная школа – регионам. Сборник докладов Международной научно-практической конференции. - 2018. – С.309-310.
3. Романенко И. Г., Данилов М. И. Оценка влияния на энергоэффективность асинхронного двигателя конструктивных изменений без коррекции зубцовой зоны // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. – 2018. - №5(65). – С.19-25.
4. Винтайкина Д. А., Астанаева Ю. Р. Анализ методов повышения энергоэффективности электропривода с асинхронным двигателем // Тенденции развития науки и образования. – 2022. - №92-12. – С.74-76.

**ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ВЫСОТЫ ПАЗА НА ПУСКОВОЙ
МОМЕНТ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ
С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ**

В. В. Скорых

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, skoruhx.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Честюнина Т. В., к.т.н., доцент

В данной работе проанализированы технические решения, направленные на повышение пускового момента асинхронного двигателя. В рамках работы был рассчитан высоковольтный асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором мощностью 500 кВт и частотой вращения 1500 об/мин. Проведено исследование и расчет характеристик конфигурации ротора с различной высотой паза с целью выявления оптимального варианта

обеспечивающего максимального пускового момента и сохранении допустимого уровня пускового тока.

This work analyzes technical solutions aimed at increasing the starting torque of asynchronous motors. Within the framework of the study, a high-voltage asynchronous squirrel-cage motor with a power of 500 kW and a rotational speed of 1500 rpm was calculated. The research and calculation of rotor configuration characteristics with different slot heights were carried out to identify the optimal option that ensures maximum starting torque while maintaining an acceptable level of starting current.

Асинхронные двигатели занимают ведущее положение в мировой промышленности, они являются одним из наиболее распространенных типов электродвигателей и используются во всех отраслях промышленности и энергетики. Высоковольтные асинхронные двигатели, являются основной частью приводов тяжелого технического оборудования. Они обеспечивают работу мощных насосов, систем вентиляции, дымососов и компрессоров различных типов. Преобладание данных двигателей на рынке обусловлено рядом эксплуатационных и конструктивных достоинств. Среди них – простота в конструктивном плане, обеспечивающая высокую надежность и долгий срок службы, а также универсальность, позволяющая применять их для различных задач.

Однако, проектируя мощные высоковольтные двигатели, инженеры сталкиваются с проблемой необходимости управления пусковыми характеристиками. Для ограничения больших пусковых токов, которые оказывают разрушительное влияние на питающую сеть и сам двигатель, зачастую приходится идти на компромисс и мириться со сравнительно невысоким значение пускового момента.

Существует ряд конструктивных способов, изложенных в [1] по увеличению пускового момента электрического двигателя:

Изменение конструкции ротора (пазовой зоны)

1. Использование глубокопазного ротора (использование пазов сложной формы или глубоких и тонких пазов);
2. Использование двухклеточного ротора (ротор имеет две независимые “клетки”, изолированные друг от друга и выполнены из разных материалов);
3. Использование ротора с двойной беличьей клеткой (обе “клетки” работают вместе и выполнены из одного материала);
4. Использование материалов с высоким сопротивлением.

Использование глубокопазного ротора является наиболее рациональным, эффективным и экономически выгодным способом улучшения пусковых характеристик по сравнению с более сложными и затратными системами.

Целью работы является исследования влияния изменения геометрии паза ротора на пусковые характеристики высоковольтного асинхронного электродвигателя мощностью 500 кВт с частотой вращения 1500 об/мин.

На подготовительном этапе работы был выполнен электромагнитный расчет двигателя по методике, изложенной в [2,3], на основании которого была разработана конструкция машины. Геометрия паза ротора рассчитанной машины приведена на рисунке 1, где $b_{n2} \times h_{n2} = 10 \times 40$ мм .

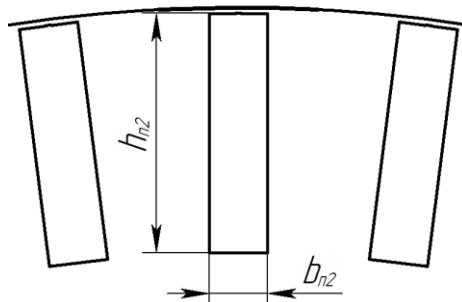


Рис.1 – геометрия паза ротора спроектированной машины.

Для дальнейшего исследования варьировались геометрические параметры паза ротора, его высота и ширина, в то время как площадь поперечного сечения сохранялась неизменной. Согласно данным, представленным в таблице 1, в результате проведенных расчетов было замечено изменение пускового момента, что можно объяснить усилением эффекта вытеснения тока, при котором эффективно увеличивается активное сопротивление обмотки ротора. В связи с ростом активного сопротивления происходит увеличение пускового момента и снижение пускового тока.

Таблица 1 – Сравнения параметров рабочих и пусковых характеристик в зависимости от формы стержня ротора

Размеры стержня ($b_{n2} \times h_{n2}$), мм	η , %	$\cos\phi$, о.е.	I_n , о.е.	M_n , о.е.	M_{max} , о.е.
13,3×30	0,959	0,911	5,057	0,474	2,683
10×40	0,959	0,906	4,939	0,539	2,378
8×50	0,959	0,900	4,832	0,644	2,227
6,6×60	0,958	0,891	4,717	0,721	2,060
5,7×70	0,958	0,880	4,747	0,734	1,894

Сохранение площади, но изменение геометрических параметров паза вызывает увеличение магнитной индукции в зубцах и насыщение магнитной цепи, что влечет за собой увеличение тока намагничивания и снижение коэффициента мощности. Также параллельно возрастший уровень индукции приводит к увеличению потерь в стали сердечника, что приводит к снижению КПД двигателя.

Увеличение высоты паза ротора позволило оптимизировать соотношение активного и индуктивного сопротивлений, что в свою очередь существенно улучшило пусковые характеристики при незначительном изменении КПД.

Проведенное исследование показало, что оптимальной геометрией паза ротора является $b_{n2} \times h_{n2} = 6,6 \times 60$ мм. Выбор данной конфигурации обоснован тем, что она демонстрирует один из максимальных показателей пускового момента в сочетании с приемлемой величиной пускового тока и незначительными изменениями рабочих характеристик относительно изначального варианта.

Литература:

1. Вольдек А. И., Попов В. В. Электрические машины. Машины переменного тока: учебник для вузов. – СПб.: Питер, 2010. – 350 с.: ил.в
2. Галушко В. Н., Евдасев И. С., Пацкевич В. А., Дробов А. В. Расчет асинхронных двигателей: Пособие для выполнения курсовой работы. – Гомель.: БелГУТ, 2016. – 158 с.
3. Копылов И. П., Горяинов Ф. А., Клоков Б. К. Проектирование электрических машин: Учебное пособие для вузов / И.П. Копылов. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА «ИССЛЕДОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ТАХОГЕНЕРАТОРА»

Д. И. Смолягин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

Разработан виртуальный лабораторный стенд для исследования асинхронного тахогенератора (АТГ) и изучении его характеристик дистанционно. Появилась возможность моделировать результаты внешних характеристики и сравнивать их с реальными значениями физического лабораторного стенда.

A virtual laboratory bench has been developed for remote research of an asynchronous tachogenerator and the study of its characteristics. It enables the simulation of output characteristics and their comparison with actual values obtained from a physical laboratory setup.

В данной работе рассматривается разработка виртуального лабораторного стенда для ознакомления с принципом работы асинхронного тахогенератора. Виртуальный стенд поможет в удаленном обучении, а также для проведения экспериментов в условиях отсутствия доступа к реальному оборудованию, многократного повторения опытов для закрепления материала и безлопастного изучения режимов работы, включая аварийный режим. Стенд дает возможность моделировать выходную характеристику АТГ, а также внешние характеристики такие как: активная, индуктивная и емкостная нагрузка при $n=const$. Еще есть возможность наблюдать за фазовым сдвигом при активно-емкостной нагрузке и активно-индуктивной нагрузке.

Для моделирования были взяты исходные характеристики с реального лабораторного стенда и формулы, для расчета математической модели в программе [1].

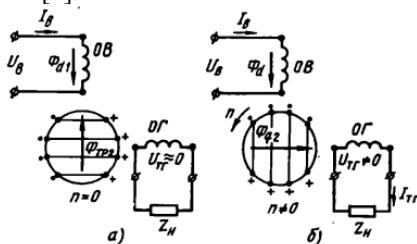


Рис.1 – Эквивалентная схема АТГ при не врачающемся роторе (а)
и роторе, приведенном в движение (б)

На рисунке 1 представлена эквивалентная схема, на которой видно, что при не вращающимся Переменный ток возбуждения создает магнитный поток Φ_{d1} . В неподвижном роторе он наводит только ЭДС трансформации, и так как оси обмоток смешены на 90° , на генераторной обмотке напряжение не появляется.

При вращении ротора в нем дополнительно наводится ЭДС вращения, которая создает токи и магнитный поток Φ_{q2} , направленный уже по поперечной оси. Именно этот поток Φ_{q2} наводит в генераторной обмотке выходную ЭДС.

Частота выходного напряжения равна частоте сети и не зависит от скорости вращения. Само выходное напряжение U_e пропорционально скорости и определяется как разность между этой ЭДС и падением напряжения на сопротивлении обмотки. Полный принцип работы описан в учебнике [1].

LabVIEW является графической средой программирования, в которой построение виртуального стенда представлена в виде блок схем и соединительных информативных линий (рис. 2).

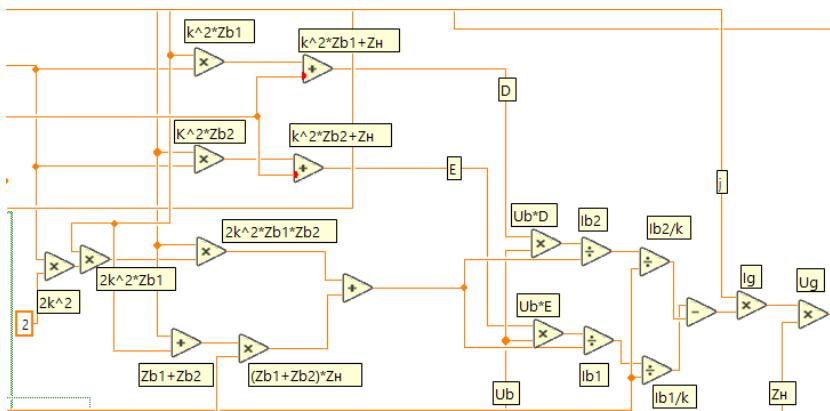


Рис. 2 – Основная часть математической модели в LabVIEW

Как можно видеть на рисунке 2, реализованная в LabVIEW математическая модель выходного напряжения исходя из уравнения 1.

$$\dot{U}_e = \dot{I}_e \cdot Z_h = -j \frac{K_T \cdot \dot{U}_B \cdot v}{\underline{A} - \underline{B} \cdot v^2} = -j \frac{K_T \cdot \dot{U}_B \cdot (\frac{n}{n_1})}{\underline{A} - \underline{B} \cdot (\frac{n}{n_1})^2} \quad (1)$$

где \dot{I}_e – полный ток генераторной обмотки; Z_h – сопротивление нагрузки; $K_T = \frac{W_e \cdot K_{oe}}{W_b \cdot K_{ob}}$ – коэффициент трансформации; $v = \frac{n}{n_1}$ – относительная скорость вращения ротора, причем $n_1 = \frac{f_s}{p}$; \underline{A} и \underline{B} – комплексные коэффициенты, зависящие от параметров схем замещения, а \underline{B} , кроме того, зависит еще и от сопротивления нагрузки

$$\underline{B} = \frac{\underline{Z}_B}{r_{pe}} \cdot \left(1 + \frac{\underline{Z}_B \cdot K_T^2}{Z_h}\right)$$

Где \underline{Z}_B – полное сопротивление обмотки возбуждения; r_{pe} – активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке возбуждения.

Уравнение 1 позволит получить информацию о угловой скорости вращения ротора, влияние нагрузки на генераторной обмотке, выходной сигнал напряжения и внешние характеристики. Подробно расписанные формулы для расчета выходного напряжения описаны в источниках [1,2].

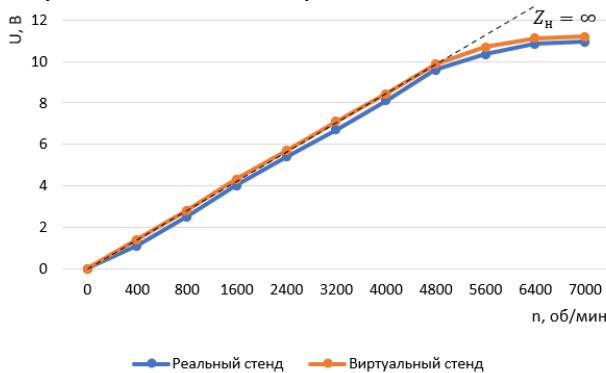


Рис.3 – График зависимости выходного напряжения от скорости вращения

В результаты проделанной работы был разработан виртуальный лабораторный стенд, характеристики выходного напряжения которого

очень схожи с характеристиками физического стенда, представлены на рисунке 3. Однако можно заметить небольшое расхождение, это связано и идеальной виртуальной средой, и не идеальными условиями реального стенда.

Литература:

1. Хрущев В. В. Электрические машины систем автоматики: Учебник для вузов. – 2-изд., перераб. И доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1985. – 368 с., ил.
2. Электрические машины систем автоматики: методические указания к лабораторным работам для ФМА и ИДО направления 140600 /Новосиб. гос. техн. ун-т; [сост.: А. Г. Приступ, А. В. Комаров]. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 59 с.

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО СТЕНДА «ИССЛЕДОВАНИЕ ТАХОГЕНЕРАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА»

Д. И. Смолягин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, smolyagin.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г., к.т.н., доцент

Выбор виртуальной программы для разработки виртуального стенда. Проведение лабораторной работы удалено, для изучения характеристик тахогенератора постоянного тока. Проведены сравнения результатов с физическим стендом.

Selection of a virtual program for developing a virtual stand. The laboratory work has been removed to study the characteristics of a DC tachogenerator. The results have been compared with a physical stand.

Виртуальные лабораторные работы — это безопасная и доступная цифровая альтернатива реальным экспериментам. Они позволяют студентам осваивать практику самостоятельно, без дорогостоящего оборудования и постоянного контроля.

Для реализации виртуального стенда необходима среда разработки, предназначенная для обработки сигналов. Которая должна содержать в себе визуализацию моделируемых процессов и обширную библиотеку функций. Исходя из требований была выбрана среда разработки LabVIEW.

Разработанная программа состоит из двух панелей:

Передняя панель: позволяет потребителю взаимодействовать с виртуальной машиной, она отображает результаты и позволяет задавать рабочие режимы исследуемой машины (рис 1).

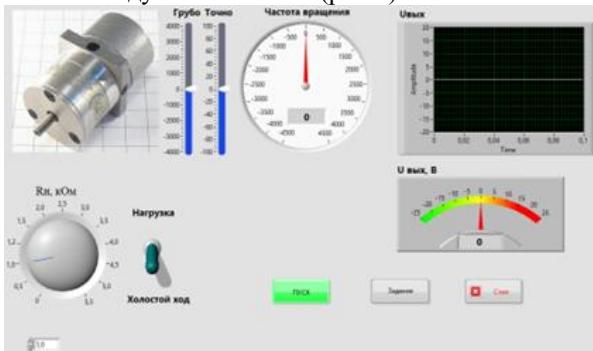


Рис.1 – Графический интерфейс управляющей работой лабораторного стенда.

Задняя панель: на задней панели размещается программный код, который отвечает за сбор информации с элементов управления на передней панели, её обработку и вывод конечных результатов(рис 2).

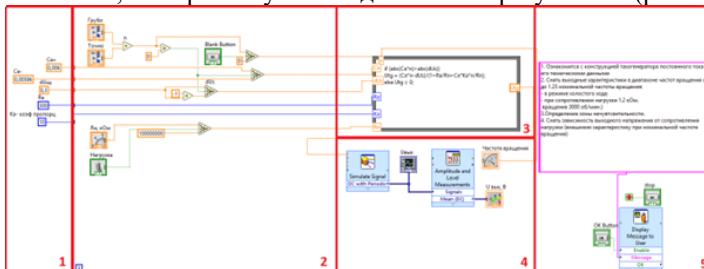


Рис.1 – Общий вид модели виртуального лабораторного стенда.

(1 – блок для задания параметров тахогенератора,
2 – блок регулирование параметров, 3 – блок, имитирующий работу тахогенератора постоянного тока, 4 – блок для снятия выходных характеристик, 5 – блок с заданием для исследования тахогенератора постоянного тока)

В реальном лабораторном стенде используется тахогенератор постоянного тока ТГП-1А (рис 3). Тахогенератор постоянного тока (ТГППТ) представляет собой электрическую машину, работающие в генераторном режиме и служащие для преобразование механической

скорости вала в пропорциональное напряжение постоянного тока. Выходная характеристика тахогенератора – это зависимость между частотой оборотов и выходным напряжением генератора. Эти устройства широко применяются в системах автоматического управления, где требуется точнее измерение и регулирование скорости вращения. [1]

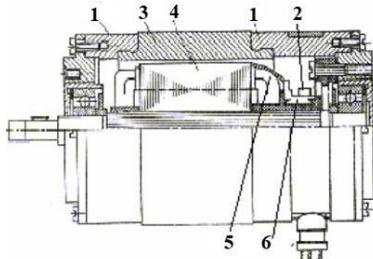


Рис.3 – Тахогенераторы постоянного тока с возбуждением:

- 1- подшипниковые щиты; 2 – щетки; 3 – постоянный магнит; 4 - сердечник якоря; 5 - обмотка якоря; 6 – коллектор;

Математическое описание выходного напряжения, которое пропорционально частоте вращения [2]:

$$U_r = \frac{C_e \cdot n - \Delta U_{щ}}{1 + \frac{r_a}{r_h} + \frac{C_e \cdot k_a \cdot n}{r_h}} \quad (1)$$

C_e – конструктивный коэффициент;

r_a – сопротивление обмотки якоря, Ом;

r_h – сопротивление нагрузки, Ом;

$\Delta U_{щ}$ – падение напряжения на щетках, В;

n – скорость вращения, об/мин;

Таким образом уравнение (1) позволяет нам получить математическую модель выходного напряжения, которое пропорционально частоте вращения. [2]

В ходе выполнения моделирования и сравнение графиков, полученных с виртуального стенда (на основе математического моделирования) и физического эксперимента. Анализ показал, что

результаты виртуального моделирования в целом соответствуют данным, полученным на физическом стенде.

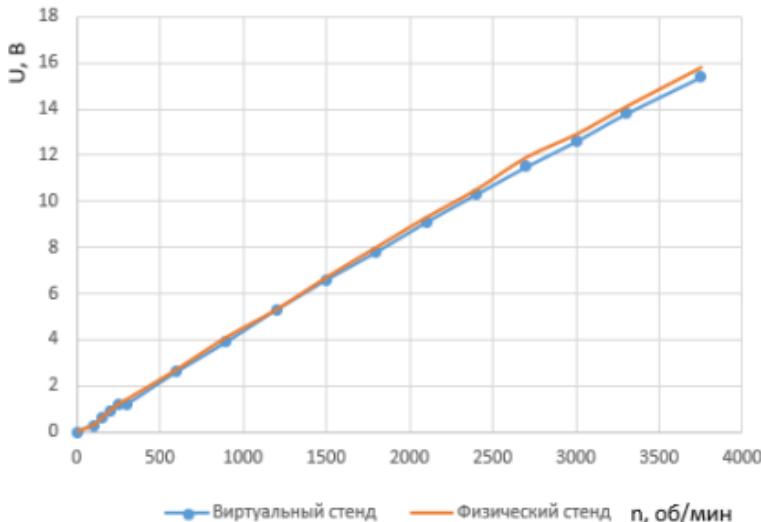


Рис.4 – Зависимость выходного напряжения от частоты вращения ТГПТ на холостом.

Разработан виртуальный лабораторный стенд «Исследование тахогенератора постоянного тока», призванный повысить эффективность и доступность учебного процесса. Программа позволяет безопасно подготовиться к работе с реальным оборудованием или полностью заменить его. Дальнейшее развитие системы, например, за счёт добавление магнитных характеристик, что приблизит к данным реального стендса.

Литература:

1. Про тахогенератор постоянного тока – URL:
<https://publications.hse.ru/pubs/share/folder/l4jzm3k4i2/67553030.pdf>
2. Электрические машины систем автоматики: методические указания к лабораторным работам для ФМА и ИДО направления 140600 /Новосиб. гос. техн. ун-т; [сост.: А. Г. Приступ, А. В. Комаров]. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 10-14, 59 с.

РАЗРАБОТКА ОБРАЩЁННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ МОТОР-ШПИНДЕЛЯ С ЖИДКОСТНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

В. С. Стрельцов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, vladarroww89@yandex.ru

Научный руководитель: Честюнина Т. В., к.т.н., доцент

В статье рассмотрена разработка обращённого синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов для мотор-шпинделя. Приведены результаты электромагнитного и теплового расчета. Показано, что разработанная конструкция с жидкостным охлаждением обеспечивает номинальную мощность 7,8 кВт. Сделаны выводы о соответствии двигателя техническому заданию и эффективности системы охлаждения, обеспечивающей перегрев обмотки не более 49,8°C в режиме работы S6

The article discusses the development of a reverse synchronous electric motor with excitation from permanent magnets for a motor-spindle. Results of electromagnetic and thermal calculation are given. It is shown that the designed design with liquid cooling provides a nominal power of 7.8 kW. Conclusions were drawn on the compliance of the engine with the terms of reference and the efficiency of the cooling system, which ensures overheating of the winding no more than 49.8 °C in the S6 operating mode.

Современные промышленные технологии предъявляют высокие требования к электромеханическим приводам, особенно в области металлообработки, где точность позиционирования, стабильность крутящего момента и энергоэффективность являются критически важными параметрами. Фрезерные станки с ЧПУ требуют надёжных и компактных решений для привода поворотных механизмов, обеспечивающих многозадачность и высокую производительность.

Актуальность данной работы обусловлена необходимостью разработки специализированных электроприводов, способных заменить импортные аналоги. Обращённая конструкция синхронного двигателя, где постоянные магниты размещены на статоре, а обмотки — на роторе, предлагает ряд преимуществ: снижение инерции ротора и возможность реализации компактной конструкции с эффективным жидкостным охлаждением. Это особенно важно для приводов поворотных механизмов, где ограниченное пространство и требования к точности движения играют ключевую роль.

В работе представлена разработка обращенного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов номинальной

мощностью 7,8 кВт с номинальной частотой вращения 95 об/мин для привода поворотного механизма фрезерной головки.

Задачей электромагнитного расчета, на основании габаритов и требуемых номинальных значений, является получение геометрии зубцовой зоны статора, обмоточных данных и размеров магнитов.

Для достижения заданных технических характеристик была выбрана следующая конструкция:

1. **Конструкция ротора:** Выбран массивный ротор с явно выраженным полюсами. На роторе закреплены постоянные магниты, что является отличительной чертой обращенной конструкции.

2. **Магниты:** Применены постоянные магниты марки N42UH на основе NdFeB, обладающие высокой коэрцитивной силой и термостабильностью до 180–200°C, что критически важно для работы в условиях повышенных тепловых нагрузок.

3. **Тип обмотки:** На статоре используется дробная зубцовая обмотка ($q = 2/5$). Данный тип обмотки был выбран для снижения магнитных шумов и пульсаций момента, а также для упрощения укладки в пазы.

4. **Система охлаждения:** Для обеспечения теплового режима выбрана конструкция с внешней алюминиевой рубашкой охлаждения (спиральные канавки), что обеспечивает интенсивный отвод тепла от активных частей машины.

Для оценки теплового состояния электрической машины выполнено моделирование в программе ANSYS MotorCad. Модель представлена на рисунке 1.

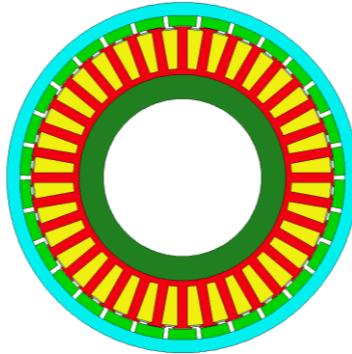


Рис. 1 – модель разработанного синхронного электродвигателя в программе ANSYS MotorCad, для выполнения теплового расчёта

Целью расчета является проверка, что система жидкостного охлаждения обеспечивает перегрев обмотки статора не более 155°C, в режиме работы S6.

В таблице 1 представлены результаты электромагнитного расчета.

Таблица 1 – Результаты электромагнитных расчетов

Параметр	Обозначение	Ед. изм.	Значение
Общие параметры			
Номинальная мощность	Pн	кВт	7.8
Номинальный момент	M	Н·м	782
КПД	η	%	72.4
Статор			
Диаметр расточки	D	мм	230
Длина пакета	lδ	мм	175
Ротор			
Число полюсов	2p	шт.	30
Марка магнитов	-	-	N42UH

Результаты теплового моделирования сведены в таблицу 2. Моделирование подтвердило эффективность системы охлаждения.

Таблица 2 – Результаты теплового расчета (hot-spot)

Компонент	Температура, °C
Корпус	31.6
Магниты	40.6
Ротор	40.3
Обмотка статора	49.8
Зубец статора	46.6
Температура хладагента	21.9

Полученные результаты подтверждают высокую эффективность применения обращенной конструкции синхронного двигателя с постоянными магнитами для привода поворотного механизма фрезерной головки. Основные результаты работы:

1. Разработан двигатель, полностью удовлетворяющий техническому заданию: мощность 7.8 кВт, момент 782 Н·м, частота вращения 95 об/мин.

2. Тепловой расчет показал, что разработанная система жидкостного охлаждения на основе алюминиевой рубашки (АД31) эффективно отводит тепло, обеспечивая температурный режим, при котором

перегрев наиболее нагруженных элементов (обмотки статора) не превышает 49.8°C, в режиме работы S6.

Литература:

1. Проектирование электрических машин с постоянными магнитами: учеб. пособие / А. Ф. Шевченко, А. Г. Приступ, Ю. Г. Бухольц и др. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2021. - 152 с.
2. Вольдек А. И. Электрические машины. - М.: Энергия, 1966. - 782 с.
3. Бертинов А. И. Специальные электрические машины. - М.: Энергоатомиздат, 1982. - 552 с.
4. Техническая документация Cytec Zylindertechnik - CSG Series, 2024.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА РАБОТУ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

А. А. Темляков, В. В. Гречкин

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, maksidor@inbox.ru

Научный руководитель: Нейман В. Ю., д.т.н., профессор,
заведующий кафедрой теоретических основ электротехники

В работе рассматривается влияние частотного преобразователя на работу асинхронного электродвигателя. Основное внимание уделяется анализу гармонического состава напряжения и его воздействию на эксплуатационные характеристики двигателя. Представлены результаты экспериментальных исследований и рекомендации по проектированию электродвигателей для работы с частотными преобразователями.

This paper examines the impact of a frequency converter on the operation of an asynchronous electric motor. It focuses on the analysis of voltage harmonics and their impact on motor performance. The results of experimental studies and recommendations for designing electric motors for operation with frequency converters are presented.

Введение

В современных электроприводах широко применяются частотные преобразователи для регулирования скорости вращения электродвигателей. При работе преобразователя формируется напряжение с нелинейным характером [1], содержащее высшие гармоники, что может привести к дополнительным потерям и перегреву двигателя.

Проблема высших гармоник

При работе частотного преобразователя в выходном напряжении присутствуют высшие гармоники, вызывающие следующие негативные эффекты:

Повышенное дифференциальное рассеяние обмотки статора

Появление вибраций в процессе работы [2]

Дополнительное перемагничивание магнитопровода

Эти факторы приводят к повышенным потерям и возможному перегреву двигателя.

Особенно критичным является совместное влияние:

Гармонических искажений питающего напряжения

Рабочего режима на частотах выше номинальных

Дополнительных потерь в магнитопроводе

Для минимизации негативного влияния рекомендуется использовать специализированные электродвигатели, рассчитанные на работу с частотными преобразователями, а также применять дополнительные меры защиты и регулярно проводить техническое обслуживание оборудования.[3]

Экспериментальное исследование

В ходе исследования были получены следующие результаты:

- Зафиксированы осциллограммы напряжения и тока (Рис. 1 и Рис. 2)
- Проведен анализ гармонического состава (Рис. 4)
- Выявлено превышение допустимых значений гармонических составляющих
- Определен суммарный коэффициент гармонических составляющих (36,3% при норме 8%)

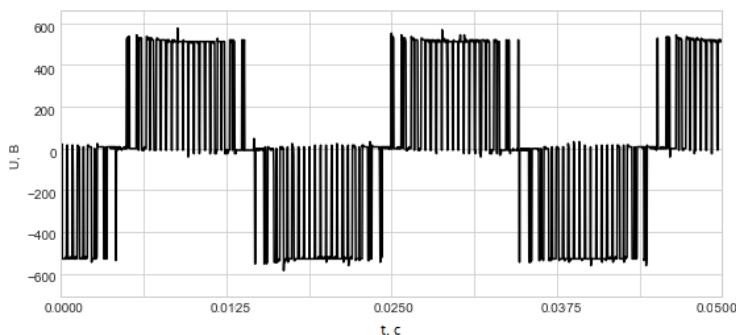


Рис. 1 - Осциллограмма напряжения фазы

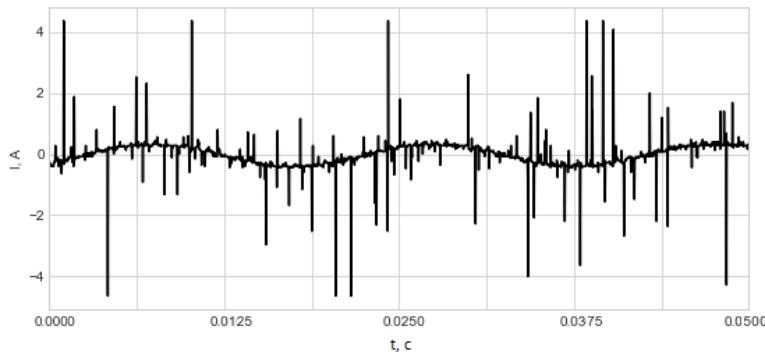


Рис. 2 - Осциллограмма тока фазы

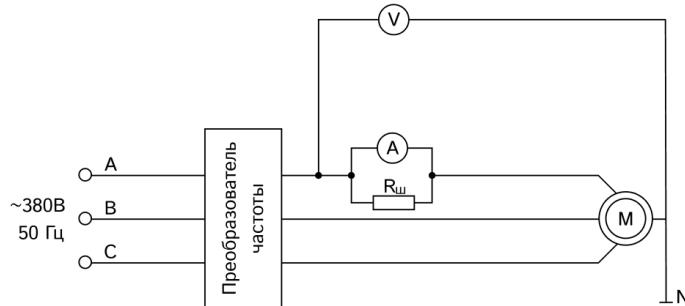


Рис. 3 – Электрическая схема, согласно которой были получены данные

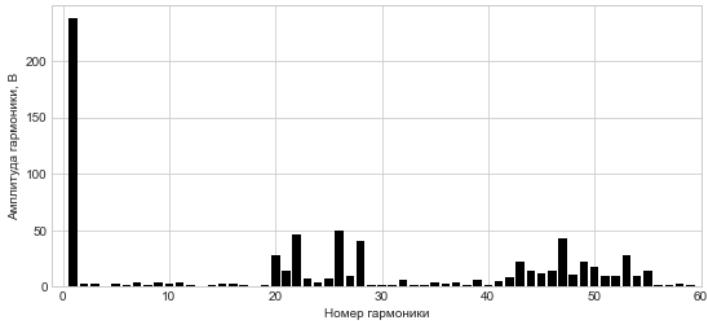


Рис. 4 - Гармонический состав напряжения фазы при полной нагрузке

Рекомендации по проектированию

Для минимизации негативного влияния преобразователя необходимо:

- Оптимизировать конструкцию обмотки и магнитопровода

- Обеспечить синусоидальное распределение магнитной индукции
- Использовать материалы с низкими магнитными потерями
- Контролировать величину воздушного зазора
- Проводить регулярное техническое обслуживание [5]

Заключение

Результаты исследования показывают необходимость учета особенностей работы электродвигателей с частотными преобразователями при их проектировании. Соблюдение предложенных рекомендаций позволит повысить надежность и эффективность работы электроприводов в современных условиях импортозамещения.

Литература:

1. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
2. Темлякова З. С. и др. Оценка добавочных потерь асинхронного двигателя для электрооборудования горнодобывающей промышленности.
3. Малафеев С. И., Захаров А. В., Сафоненков Ю.А. Новая серия асинхронных частотно-регулируемых двигателей.
4. Оценка добавочных потерь асинхронного двигателя для электрооборудования горнодобывающей промышленности. Evaluation of additional losses of an asynchronous motor for electrical equipment of the mining industry / З. С. Темлякова, М. Е. Вильбергер, В. В. Гречкин, А. А. Темляков, Б. В. Малозёмов. – DOI 10.25018/0236_1493_2023_101_0_312. – Текст: непосредственный // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). Mining informational and analytical bulletin (scientific and technical journal). – 2023. – № 10/1. – С. 312–327.
5. Бурков А. Ф., Юрин В. Н., Аветисян В. Р. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. — 2018. — Т. 20. — № 9–10 — С. 92–100.
6. Малафеев С. И., Захаров А. В., Сафоненков Ю. А. Новая серия асинхронных частотно-регулируемых двигателей // Электротехника. — 2019. — № 4. — С. 7–12

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОДОРОДНОЙ ДЕГРАДАЦИИ СТАЛИ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ

М. \ В. Трушин, О. И. Новокрещенов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, macksimvt@gmail.com

Научный руководитель: Вильбергер М. Е., к.т.н., доцент

В работе рассматривается проблема водородного охрупчивания роторных сталей турбогенераторов с водородным охлаждением. Проанализированы физико-химические механизмы деградации металла, включая обезуглероживание и водородную коррозию. Описано влияние изменения микроструктуры на механические и магнитные свойства стали. Поставлены задачи численного моделирования электромагнитного поля турбогенератора ТВВ-200 с учетом деградации материалов для оценки его остаточного ресурса.

The paper examines the problem of hydrogen embrittlement of rotor steels in hydrogen-cooled turbogenerators. The physicochemical mechanisms of metal degradation, including decarburization and hydrogen corrosion, are analyzed. The influence of microstructure changes on the mechanical and magnetic properties of steel is described. The tasks of numerical simulation of the electromagnetic field of the TVV-200 turbogenerator, taking into account material degradation, are set to assess its residual life.

Турбогенераторы с водородным охлаждением (в частности, серий ТВВ) составляют основу генерирующих мощностей современной энергетики. Выбор водорода в качестве хладагента обусловлен его уникальными теплофизическими свойствами: высокой теплоемкостью и низкой вязкостью, что позволяет существенно снизить вентиляционные потери и повысить КПД установки. Однако длительная эксплуатация в водородсодержащей среде под высоким давлением инициирует процессы деградации конструкционных материалов, известные как водородное охрупчивание (ВО) или водородная усталость.

Актуальность исследования продиктована старением парка генерирующего оборудования. Для турбогенераторов, наработка которых превышает парковый ресурс, критически важно понимать не только механическую прочность узлов, но и то, как изменение структуры металла влияет на генерацию электроэнергии.

Согласно современным представлениям, процесс охрупчивания начинается с адсорбции молекул водорода на поверхности металла, их диссоциации и последующей диффузии атомарного водорода вглубь кристаллической решетки. Водород накапливается в дефектах структуры

— вакансиях, дислокациях и на границах зерен, образуя так называемые атмосферы Коттрелла.

Как отмечается в литературе [1], проникновение водорода снижает энергию когезии (связи) между атомами железа (механизм HEDE — Hydrogen Enhanced Decohesion) и облегчает движение дислокаций, что приводит к локализации пластической деформации (механизм HELP). Макроскопически это проявляется в катастрофическом падении пластичности: металл становится хрупким, снижается ударная вязкость и относительное удлинение.

Особую опасность представляет химическое взаимодействие водорода с углеродом, входящим в состав цементита ($\text{Fe}_3\text{CFe}_3\text{C}$). При высоких температурах возможна реакция образования метана, который, скапливаясь в микропорах под высоким давлением, вызывает образование внутренних трещин и расслоений (водородная коррозия).

Исследования показывают, что при наработке свыше 200–250 тыс. часов в роторной стали происходят необратимые фазовые превращения. Наблюдается распад цементита и рост доли ферритной фазы, что подтверждается снижением твердости поверхности ротора (падение с 290 НВ до 250 НВ) [2]. Карбидная фаза также претерпевает изменения: происходит перераспределение легирующих элементов, содержание хрома и ванадия в карбидах может увеличиваться в 1,2–2,8 раза.

Важно отметить, что структурные изменения (ферритизация и обезуглероживание) влияют не только на механику, но и на электромагнитные свойства стали. Изменение магнитной проницаемости роторной стали может искажать картину магнитного поля в зазоре машины, влияя на выходные характеристики генератора, что редко учитывается в стандартных методиках расчета.

Для минимизации рисков ВО применяются metallургические и технологические методы.

1. Легирование: Введение молибдена (Mo) и ванадия (V) эффективно, так как эти элементы образуют устойчивые карбиды, действующие как ловушки для водорода, препятствуя его диффузии к критическим зонам напряжений. Никель (Ni) улучшает вязкость, но требует строгого контроля из-за риска межкристаллитного разрушения [3].

2. Защитные покрытия: Перспективным направлением является нанесение барьерных покрытий (на основе никеля или цинка), предотвращающих контакт водорода со сталью.

3. Эксплуатационные меры: Периодический «водородный отжиг» при температурах 200–300 °С позволяет удалить диффузионно-подвижный водород до образования трещин [3].

Таблица 1 – Сравнение характеристик турбогенератора

Параметр	1511	Высоколегированная	Высоколегированная модифицированная (Zr, Hf, Y)
Особенность	Станда рт	Высокая чистота, лучшие характеристики	Повышенная стойкость к водороду
Напряженность, А/м	44500	36000	44600
Ток возбуждения, А	2679	2643	2690
КПД, %	98,593	98,604	98,592
Стойкость к водороду	Низкая	Средняя	Высокая

Модифицированная структура стали обладает значительно более высоким сопротивлением к диффузии водорода и охрупчиванию по сравнению со стандартными конструкционными материалами, подверженными деградации в процессе длительной эксплуатации. Предложенный подход решает двойную задачу: обеспечивает требуемые энергетические характеристики генератора и существенно продлевает его ресурс за счет минимизации рисков водородного разрушения.

Литература

1. Birnbaum H. K., Sofronis P. Hydrogen-enhanced localized plasticity // Materials Science and Engineering: A. – 1994. – Vol. 176. – P. 191–202.
2. Balitskii A. I., Syrotyuk A. M., Havrylyuk M. R., et al. Hydrogen Cooling of Turbo Aggregates and the Problem of Rotor Shafts Materials Degradation Evaluation // Energies. – 2023. – Vol. 16. – P. 7851.
3. Tomohiko O., Takumi O. Effect of alloying elements on hydrogen embrittlement of high-strength steels // International Journal of Hydrogen Energy. – 2024. – Vol. 64. – P. 620–629.

ТЯГОВЫЙ СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

А. П. Факеев

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru

Научный руководитель: Топорков Д. М., к.т.н.

Данный обзор посвящен анализу фундаментальных преимуществ СДОВ (синхронный двигатель с обмоткой возбуждения), таких как гибкое управление магнитным потоком и высокая энергоэффективность в широком диапазоне скоростей. Рассматриваются основные технологические вызовы, связанные с системой возбуждения, и определяются актуальные векторы развития, в частности, бесщеточные системы передачи энергии на ротор. Показано, что СДОВ, особенно в сочетании с современными технологиями, демонстрирует высокий потенциал для применения в требовательных тяговых приложениях.

This review is devoted to analyzing the fundamental advantages of WRSMs (Wound Rotor Synchronous Motor), such as flexible magnetic flux control and high energy efficiency over a wide speed range. The main technological challenges related to the excitation system are considered, and current development vectors, particularly brushless energy transfer systems to the rotor, are identified. It is shown that WRSMs, especially when combined with modern technologies, have high potential for demanding traction applications

Синхронный двигатель с обмоткой возбуждения (СДОВ) является классической, но продолжающей развиваться конструкцией. Его ключевое отличие заключается в наличии на роторе обмотки, питаемой постоянным током, которая создает основное магнитное поле машины [1, 5]. Это фундаментальная особенность открывает уникальные возможности по управлению рабочими характеристиками, что делает СДОВ мощным и гибким инструментом для построения высокоэффективных электроприводов.

В условиях, когда применение популярных СДПМ сталкивается с проблемами стоимости и рисками поставок редкоземельных материалов, а АД имеют ограничения по КПД и создают нагрузку на силовую электронику, СДОВ представляет собой компромиссный, но высокоперспективный вариант [4, 5]. Современное развитие СДОВ направлено на преодоление его традиционных недостатков, что открывает новые горизонты для его применения.

Ключевые преимущества и сравнительный анализ

Главное преимущество СДОВ — возможность прямого и непрерывного регулирования тока возбуждения. Это позволяет гибко управлять магнитным потоком машины, обеспечивая высокий момент на

низких скоростях и выдающуюся производительность в зоне ослабления поля. Способность поддерживать постоянную мощность в широком диапазоне скоростей, в 4-5 раз превышающем номинальную, является одним из ключевых эксплуатационных качеств СДОВ [1, 4, 5].

Активное управление потоком возбуждения также позволяет оптимизировать рабочие точки для минимизации потерь, что обуславливает высокую энергоэффективность [1, 5]. СДОВ традиционно демонстрируют высокий коэффициент мощности (до 0.95 и выше), что снижает токовую нагрузку на статор и питающий инвертор, позволяя уменьшить требуемую мощность преобразователя и потери во всей системе электропривода [4, 5].

Сравнительные исследования показывают, что для тяжелой техники с широким диапазоном скоростей оптимизированный СДОВ превосходит АД, снижая потери на 9–24% и массу активных материалов примерно на 15.5% [2]. Надежность и отказоустойчивость являются важными достоинствами этой конструкции. Отсутствие постоянных магнитов исключает риск их необратимого размагничивания при перегреве или коротких замыканиях [4], а в аварийных режимах поле машины можно быстро снять, обесточив обмотку возбуждения, что повышает безопасность системы [5]. Кроме того, СДОВ обеспечивает более высокую надежность инвертора, исключая вредные температурные пульсации в ключах, характерные для режимов электроторможения с АД [2].

Технологические вызовы и современные решения

Историческим технологическим барьером для СДОВ остается проблема передачи энергии на вращающийся ротор. Классическое решение с использованием щёток и контактных колец имеет серьезные недостатки, связанные с трением, износом и искрением, что ограничивает надёжность и требует регулярного обслуживания [1, 4].

Современные исследования сфокусированы на создании полностью бесщеточных систем возбуждения, что является ключевым вектором развития СДОВ. Среди основных подходов можно выделить:

1. Система на основе вращающегося трансформатора. Энергия на ротор передаётся бесконтактно посредством магнитного поля высокой частоты [2, 4]. Перспективные разработки используют трансформаторы с одним статорным и двумя роторными обмотками, настроенными на разные резонансные частоты. Переключение частоты преобразователя на статоре позволяет управлять направлением тока возбуждения (увеличивать или уменьшать поле) без размещения активной электроники на роторе [4].

2. Метод гармонического возбуждения. При этом необходимый для возбуждения ток индуцируется в роторе за счёт управляемых гармонических составляющих в токе статора [3, 5]. Этот подход позволяет избежать установки каких-либо дополнительных компонентов на роторе, хотя в некоторых реализациях может требовать размещения выпрямителя на вращающейся части.

Параллельно с этим, повышение удельной мощности и КПД СДОВ достигается за счёт оптимизации геометрии магнитной системы [1, 5] и применения современных технологий укладки обмоток статора. Например, обмотка типа «Hairpin» позволяет значительно увеличить коэффициент заполнения паза (до ~66%), снижая омические потери, хотя и вносит дополнительные высокочастотные потери [3, 6]. Сравнения показывают, что, несмотря на высокие АС-потери, оптимизированный СДОВ с обмоткой «Hairpin» может иметь на 6% меньшие суммарные потери по сравнению с традиционной обмоткой, благодаря значительному преимуществу в DC-сопротивлении [3].

Заключение

Синхронный двигатель с обмоткой возбуждения представляет собой мощный и гибкий инструмент для построения высокоэффективных тяговых электроприводов. Его ключевые преимущества — прямое управление магнитным потоком, способность работать в широком диапазоне скоростей, высокая энергоэффективность и надежность — обеспечивают ему прочные позиции.

Современное развитие СДОВ связано, в первую очередь, с преодолением основного технологического ограничения — щёточного узла — путём внедрения бесщеточных систем возбуждения. Устранение этого «узкого места» в сочетании с оптимизацией конструкции и применением новых материалов открывает для СДОВ значительные перспективы в самых требовательных областях, таких как тяговый электропривод для тяжелой техники и массового транспорта, где он составляет конкуренцию как двигателям с постоянными магнитами, так и асинхронным машинам.

Литература:

1. Cinti L. et al. A Comparison between Hybrid Excited Permanent Magnet and Wound Rotor Motor // IEEE Transactions on Industry Applications, 2023. PP. (99):1-10. DOI:10.1109/TIA.2023.3298869.
2. Dmitrievskii V. et al. Comparative Study of Induction and Wound Rotor Synchronous Motors for the Traction Drive of a Mining Dump Truck...// IEEE Access, 2023. PP. (99):1-1. DOI:10.1109/ACCESS.2023.3292244.

3. Singh S. et al. Comparison of Optimized Hairpin and Pull-in Winding High-Speed Electrically Excited Synchronous Machines...// 2023 13th International Electric Drives Production Conference (EDPC), 2023. DOI:10.1109/EDPC60603.2023.10372163

4. Dey S. et al. A Novel Brushless Excitation System Capable of Bipolar Field Current Control...// 2024 27th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2024. DOI:10.23919/ICEMS60997.2024.10921001

5. Potter J. et al. A Novel Brushless Excitation System for Synchronous Machines with a Rotating Power Converter // 2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2019. DOI:10.1109/CPE.2019.8862391

6. Credo A. et al. Comparison of Rare-Earth free Synchronous Motors for Traction Applications // 2025 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2025. DOI:10.1109/WEMDCD61816.2025.11014170

7. Emil Sokolov. Comparative Study of Electric Car Traction Motors // ELMA, 2017.

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В. Р. Харлуков

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, mrkharluk@gmail.com**

Научный руководитель: Темлякова З. С., д.т.н., профессор

В работе представлена разработка энергоэффективного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором мощностью 37 кВт и частотой вращения 600 об/мин. Проведены патентные исследования, электромагнитный расчётом, тепловой и вентиляционный анализы, а также оценка энергоэффективности. Двигатель соответствует классу IE2, что подтверждается расчётом КПД (91,6%), коэффициента мощности (0,82) и другими параметрами. Показана экономическая эффективность внедрения двигателя с годовым снижением энергопотребления до 2628 кВт·ч на единицу оборудования.

This work presents the development of an energy-efficient induction motor with a squirrel-cage rotor, rated at 37 kW and 600 rpm. Patent research, electromagnetic calculation, thermal and ventilation analysis, and energy efficiency assessment were carried out. The motor meets IE2 class standards, confirmed by calculated efficiency (91.6%), power factor (0.82), and other parameters. Economic efficiency of implementation is shown with annual energy savings of up to 2628 kWh per unit.

Энергетическая эффективность является одним из определяющих факторов конкурентоспособности и устойчивого развития современной промышленности. В условиях постоянного роста тарифов на электроэнергию и ужесточения международных экологических стандартов задача снижения энергопотребления технологического оборудования выходит на первый план. Согласно статистическим исследованиям, на долю электропривода в промышленно развитых странах приходится до 60-70% всего потребления электроэнергии. Среди всего разнообразия электродвигателей трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором являются наиболее распространёнными благодаря своей простоте, надёжности и низкой стоимости. В таких механизмах, как насосы, вентиляторы, компрессоры, конвейеры и станки, они выполняют роль основного силового агрегата. Однако массовое применение асинхронных двигателей порождает и значительную проблему: их совокупное энергопотребление огромно. Даже незначительное повышение их коэффициента полезного действия в масштабах страны или крупного предприятия приводит к многомиллионной экономии финансовых средств и существенному снижению нагрузки на электрические сети и генерирующие мощности. Это обуславливает активное развитие и внедрение энергоэффективных двигателей, которые соответствуют международным классам энергоэффективности IE2 (Повышенный) и IE3 (Премиальный) по стандарту МЭК 60034-30-1.

В ходе работы был выполнен расчёт основных параметров двигателя:

- Число пар полюсов: $p=5$
- Габаритные размеры: $D_a=0,52$ м, $D=0,39$ м.
- Длина воздушного зазора: $l_\delta=0,169$ м.
- Индукция в зазоре: $B_\delta=0,838$ Тл.
- Коэффициент полезного действия: $\eta=91,6\%$.

Построены рабочие характеристики (зависимости КПД, коэффициента мощности, тока статора и скольжения от нагрузки):

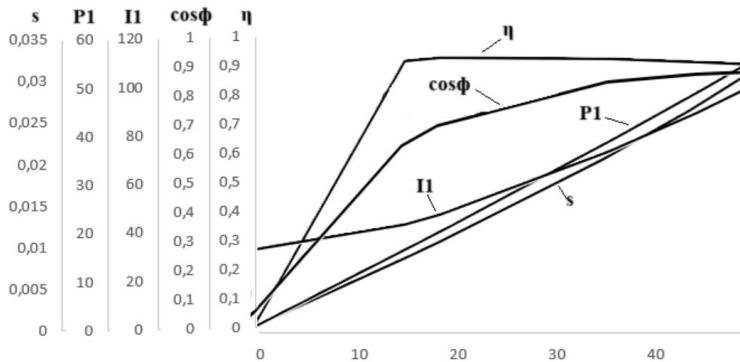


Рис.1 График рабочих характеристик

Проведён расчёт энергопотребления и потерь:

Расчёт энергоэффективности:

Мощность $P_2=37$ кВт, частота вращения $n=600$ об/мин, $\eta=91\%$, $\cos\phi=0,78$

1. Расчёт энергопотребления и потерь:

Мощность, потребляемая двигателем из электрической сети:

$$P_1 = P_2/\eta = 37/0.91 = 40.6 \text{ кВт}$$

Общие энергетические потери в системе:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = 40.6 - 37 = 3.6 \text{ кВт}$$

объем тепловых потерь составит:

$$Q = 3.6 \times 24 \times 365 = 31,536 \text{ кВт}\cdot\text{ч}$$

При тарифе на электроэнергию 2 рубля за кВт·ч годовые финансовые потери:

$$C = 2 \times 31,536 = 63,072 \text{ рубля}$$

2. Расчёт для альтернативных параметров (КПД 91.6%):

Потребляемая мощность при $\eta=91.6\%$:

$$P_1 = 37/0.916 \approx 40.3 \text{ кВт}$$

Суммарные потери мощности:

$$\Delta P = 40.3 - 37 = 3.3 \text{ кВт}$$

Годовые энергопотери при непрерывной эксплуатации:

$$Q = 3.3 \times 24 \times 365 = 28,908 \text{ кВт}\cdot\text{ч}$$

Соответствующие финансовые потери:

$$C = 2 \times 28,908 = 57,816 \text{ рублей}$$

- Годовое энергосбережение: 2628 кВт·ч на двигатель.

- Экономия при тарифе 2 руб/кВт·ч: 5256 рублей в год.

- Для 10 двигателей: экономия 26280 кВт·ч и 52560 рублей.

В ходе работы был разработан энергоэффективный асинхронный двигатель, соответствующий классу IE2. Его внедрение позволяет снизить энергопотребление и эксплуатационные расходы. Полученные параметры превосходят требования технического задания:

- КПД = 91,6% (задано 91%),
- $\cos\varphi = 0,82$ (задано 0,78),
- Перегрузочная способность = 3,6 (задано 1,8)

Литература:

1. Копылов И. П. и др. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1980.
2. Бухгольц Ю. Г., Темлякова З. С. Тепловой и вентиляционный расчёт электрических машин. – НГТУ, 1997–2000.
3. Бурков А. Ф. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия вузов. – 2018.

ВЛИЯНИЕ ВЕЛИЧИНЫ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА НА ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ С КОРОТКОЗАМКНУтым РОТОРМ

P. A. Чернухин, З. С. Темлякова, П. В. Морозов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, chernukhin.242@mail.ru
Научный руководитель: Темлякова З. С., д.т.н., профессор

В рамках данной работы на примере асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором мощностью 30 кВт и синхронной частотой вращения 1500 об/мин рассматривается влияние величины воздушного зазора на добавочные потери. Для исследования выполнен электромагнитный расчёт. Зависимость добавочных потерь от величины воздушного зазора представлена в виде таблицы.

This paper examines the effect of air gap size on additional losses on the example of squirrel-cage induction motor 30 kW with a synchronous speed of 1500 rpm. An electromagnetic calculation was performed for this study. The dependence of additional losses on air gap size is presented in table form.

Асинхронные двигатели в настоящее время получили широкое применение в регулируемых электромеханических системах. Преимущество работы асинхронного электродвигателя с преобразователем частоты заключается в возможности регулирования частоты вращения. В связи с чем вопросы совершенствования конструкции и параметров асинхронных электрических машин является

актуальной задачей [1,2]. В соответствии с энергетической диаграммой (рис.1) асинхронный двигатель имеет следующие виды потерь: электрические потери, потери в стали, механические и добавочные потери.

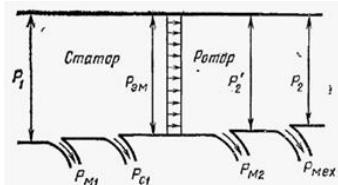


Рис.1 – Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Добавочные потери при нагрузке [3] можно разделить на добавочные потери основной частоты, обусловленные полями рассеяния основной частоты, и добавочные высокочастотные потери, обусловленные высшими гармониками поля.

Эти добавочные высокочастотные потери имеют следующие составляющие: поверхностные потери в статоре; поверхностные потери в роторе; пульсационные потери в зубцах статора; пульсационные потери в зубцах ротора.

При регулировании частоты вращения больше номинальной, выходя за зону с постоянством момента (рис.2), работа асинхронного двигателя сопровождается:

- повышением магнитострикции;
- появлением дополнительных магнитных силовых линий поля дифференциального рассеяния;
- возникновением вихревых токов, которые приводят к ещё большему нагреву магнитопровода статора асинхронного двигателя.

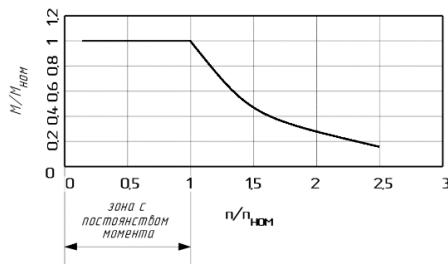


Рис.2 – График зависимости момента от частоты вращения в относительных единицах

Как известно, источником дифференциального рассеяния являются высшие гармоники несинусоидальной формы кривых напряжения и тока при питании двигателя от вентильного преобразователя частоты [4]. Наличие дополнительного дифференциального рассеяния приводит к увеличению потерь в стали и, как следствие, снижению энергетических показателей, в связи с чем изыскиваются решения, которые позволят уменьшить потери. В частности, одним из способов уменьшения добавочных потерь является увеличение воздушного зазора.

В таблице 1 представлены результаты расчёта энергетических и рабочих параметров исследуемого двигателя при изменении величины воздушного зазора.

Таблица 2 – Результаты расчёта

	Воздушный зазор δ , мм					
	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$P_{\text{пов.стат}}$, Вт	33,405	32,007	30,861	29,904	29,091	28,39
$P_{\text{пов.рот}}$, Вт	15,195	14,572	14,063	13,639	13,28	12,972
$P_{\text{пул.стат}}$, Вт	19,758	15,611	12,645	10,451	8,781	7,482
$P_{\text{пул.рот}}$, Вт	213,756	183,5	159,297	139,63	123,431	109,928
P_2 , кВт	32,502	32,52	32,511	32,483	32,442	32,393
η , о.е.	0,92	0,921	0,921	0,92	0,92	0,92
$\cos \varphi$, о.е.	0,923	0,914	0,904	0,894	0,883	0,872
M_{Π} , о.е.	7,01	7,007	7,065	7,037	7,068	7,053
I_{Π} , о.е.	2,262	2,249	2,278	2,251	2,264	2,247

Таким образом, анализ результатов расчёта энергетических и рабочих характеристик показывает, что при увеличении воздушного зазора происходит перераспределение добавочных потерь в активном объёме асинхронной электрической машины. Наибольшее влияние увеличение воздушного зазора оказывает на пульсационные потери в магнитопроводе ротора и на коэффициент мощности ($\cos \varphi$). Из этого следует, что оптимальное значение величины воздушного зазора

может быть получено методом простых итераций. Более комплексное исследование помогло бы детально оценить влияние конструктивно-технических параметров на энергетические и рабочие характеристики.

Литература:

1. Бурков А. Ф., Юрин В. Н., Аветисян В. Р. Исследование возможностей повышения энергоэффективности асинхронных двигателей // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. — 2018. — Т. 20. — № 9–10 — С. 92–100.
2. Гречкин В. В. Конструктивно-технические приёмы повышения энергоэффективности асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр.: в 9 ч., Новосибирск, 30 нояб. – 4 дек. 2020 г. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020. – Ч.5 – С. 104–107
3. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах/Пер. с англ. под ред. З.Г. Каганова. –М.: Энергия, 1981.–352 с.
4. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – 3-е перераб. изд. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.

НОВЕЙШИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ (СМПМ)

Г. Н. Чусовитин

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, chusovitin.2018@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Приступ А. Г. к.т.н., доцент

Синхронные машины с постоянными магнитами (СМПМ) занимают ключевое место в современной электротехнике благодаря высокому КПД, компактности и превосходным динамическим характеристикам. Однако их развитие сталкивается с рядом вызовов: высокой стоимостью редкоземельных материалов, сложностью регулирования магнитного потока и ограничениями по температурной стойкости. В данном обзоре рассмотрены актуальные направления исследований, нацеленные на преодоление этих барьеров и расширение сфер применения СМПМ.

Permanent magnet synchronous machines (PMSM) occupy a key place in modern electrical engineering due to their high efficiency, compactness and excellent dynamic characteristics. However, their development faces a number of challenges: the high cost of rare earth materials, the complexity of magnetic flux regulation, and limitations on temperature resistance. This review examines current research areas aimed at overcoming these barriers and expanding the scope of PMSM applications.

В настоящее время синхронные машины с постоянными магнитами (СМПМ) стали одним из ключевых элементов современной электротехники. Их высочайший коэффициент полезного действия

(КПД), компактные размеры и выдающаяся удельная мощность обеспечили им широкое применение в самых передовых и перспективных областях. Эти машины находят применение в электромобилях, ветрогенераторах, робототехнике, аэрокосмической промышленности и других высокотехнологичных секторах. СМПМ стали настоящим драйвером энергоэффективности, способствуя снижению энергопотребления и уменьшению углеродного следа.

Благодаря своим уникальным характеристикам, такие машины значительно превосходят традиционные синхронные и асинхронные двигатели. Они обладают высокой надежностью, устойчивостью к перегрузкам и возможностью работы в широком диапазоне скоростей. Компактные размеры и малый вес позволяют интегрировать их в мобильные и портативные устройства, а также в системы, где пространство ограничено.

Однако, несмотря на достигнутые успехи, развитие синхронных машин с постоянными магнитами сталкивается с рядом серьезных вызовов.

Одна из критических проблем СМПМ — уязвимость магнитов (особенно Nd-Fe-B) к размагничиванию под действием высоких температур, токов короткого замыкания и обратных полей. Современные исследования предлагают использовать альтернативные материалы, для изготовления магнитов.

Активно исследуются магниты на основе церия (Ce-Fe-B), которые существенно дешевле, но уступают по магнитным свойствам. Для баланса стоимости и производительности разрабатываются гибридные конструкции ротора, комбинирующие мощные Nd-Fe-B и менее стабильные Ce-Fe-B магниты. Также, в данный момент исследуются способы добавлять церий в состав неодимовых магнитов для снижения их стоимости. Однако это приводит к ухудшению их магнитных свойств. Находятся способы, как избежать данной проблемы, что предполагает появление в будущем несколько более слабых магнитов, однако более дешевых в производстве [1].

Также активно развивается направление, связанное с созданием постоянных магнитов на основе лантана (La). Эти сплавы позиционируются как перспективная и чрезвычайно экономичная альтернатива Nd-Fe-B магнитам.

Хотя магнитные свойства La-Fe-B магнитов объективно уступают неодимовым их ключевым преимуществом является высочайшее отношение запасенной энергии к их стоимости, которое в 3-6 раз превышает этот показатель для Nd-Fe-B магнитов. Это делает их

идеальными для применения в областях, где не требуются рекордные магнитные характеристики, но критически важна низкая цена.

Важными технологическими преимуществами La-Fe-B магнитов являются их превосходная термостабильность и лучшая коррозионная стойкость по сравнению с Nd-Fe-B аналогами. Эти свойства, в сочетании с высокой экономической эффективностью, открывают широкие перспективы для их промышленного применения в качестве "магнитов-заполнителей", занимающих нишу между ферритами и дорогостоящими Nd-Fe-B магнитами. [2]

Для преодоления основного недостатка СМПМ – сложности регулирования магнитного потока – разрабатываются машины с гибридным возбуждением. Эти машины сочетают постоянные магниты и дополнительную обмотку возбуждения.

Исследования фокусируются на различных топологиях, где обмотка возбуждения размещается на статоре или роторе. Наиболее популярны конструкции с магнитными шунтами и двойными роторами, позволяющие эффективно подмагничивать или ослаблять поток от постоянных магнитов. Подавая постоянную составляющую тока (d-компоненту) в обмотки осевого статора, можно создавать дополнительное намагничающее или размагничающее поле. Это заставляет основной магнитный поток "перераспределяться" между радиальным и осевым контурами, эффективно ослабляя или усиливая его в радиальном зазоре. Такая машина доказала свою концепцию как перспективное решение для применений, требующих широкого диапазона скоростей и высокой мощности, таких как электроприводы транспортных средств, где сочетание высокой плотности момента и эффективного ослабления поля является критически важным. [3].

Проведенный анализ современных тенденций в развитии областей связанных с производством синхронных машин с постоянными магнитами позволяет сделать вывод о наличии значительного потенциала для дальнейшего улучшения их ключевых потребительских свойств. Разрабатываемые альтернативные магнитные материалы на основе церия и лантана, а также инновационные конструкции гибридного возбуждения направлены на решение фундаментальных проблем СМПМ: снижение стоимости, повышение термостабильности и обеспечение эффективного регулирования магнитного потока.

Перспективным направлением дальнейших исследований является комплексная апробация данных разработок в составе реальной синхронной электрической машины с постоянными магнитами. Экспериментальное создание и всесторонние испытания прототипов, использующих гибридные магнитные системы (например, комбинации

Nd-Fe-B и Ce-Fe-B или La-Fe-B) в сочетании с топологией гибридного возбуждения, позволяют проверить их совокупное влияние на электромагнитные и эксплуатационные параметры машины. Такой подход даст возможность количественно оценить синергетический эффект от этих решений, проверив на практике их способность обеспечить оптимальный баланс между себестоимостью, удельной мощностью, перегрузочной способностью и диапазоном регулирования скорости. Это откроет путь к созданию нового поколения СМПМ, в полной мере отвечающих растущим требованиям по энергоэффективности и экономической целесообразности в самых передовых областях техники.

Литература:

1. Zhou Q., R. Tang, F. Xiao and Z. Liu., Coercivity enhancement of Nd-Ce-Fe-B sintered magnets by the grain boundary diffusion process using Nd-Al-Cu alloys // 2018 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG), Singapore, 2018, pp. 1-1, doi: 10.1109/INTMAG.2018.8508587.
2. Huang Weisen, Liao Xuefeng, He Jiayi, Yu Hongya, Liu Zhongwu. Development of Bonded (La,Ce,Y)-Fe-B Permanent Magnets with Higher Performance/Cost Ratio than Nd-Fe-B and (Nd,La,Ce)-Fe-B Magnets // SSRN Electronic Journal, 2022. 10.2139/ssrn.4065614.
3. Wang D., Zhang D., Xue D., Peng C. and Wang X. A New Hybrid Excitation Permanent Magnet Machine With an Independent AC Excitation Port // IEEE Transactions on Industrial Electronics, vVl. 66, No. 8, Pp. 5872-5882, Aug. 2019. doi: 10.1109/TIE.2018.2873282.

Секция ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ
ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ
КОМПЛЕКСОВ

**РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СОРТИРОВКИ
И ПАЛЕТИЗАЦИИ П-ОБРАЗНЫХ СТАЛЬНЫХ ЗАГОТОВОВОК**

Д. С. Блинов, Е. С. Побединский

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, dima.afvura@mail.ru

Научный руководитель: Вяльцев Г. Б., к.т.н., доцент

В работе рассматривается необходимость автоматизации процесса сортировки П-образных элементов малых размеров из шихтованной стали. Разработана и создана функциональная модель автоматической установки для устранения недостатков существующего трудоёмкого процесса сортировки П-образных заготовок.

The paper considers the need to automate the sorting process of U-shaped elements of small sizes made of mixed steel. A functional model of an automatic installation has been developed and created to eliminate the disadvantages of the existing labor-intensive U-shaped billet sorting process.

В производстве небольших электрических машин существует проблема при сборке магнитопровода: после вырубки его листы хаотично накапливаются, что требует последующую ручную переборку. Разработанный прототип автоматизированной системы способен решить эту задачу путем выполнения операций разваловки из общего сброса, сортировки и укладки деталей в стопки.



Рис.1 – детали после штамповки

Цель работы — разработка и испытание в реальных производственных условиях функционирующей модели самостоятельного цикла.



Рис.2 – Функциональный макет. 1 – Манипулятор на сервоприводах; 2 – Стол на подвижной платформе.

Результаты проекта на текущем этапе демонстрируют успешно спроектированный и изготовленный функциональный макет ключевых компонентов системы — манипулятора и вибростенда. Проведены предварительные испытания, подтвердившие корректность работы механической части и алгоритмов управления.

Созданный прототип, в дальнейшем, будет основой для полноценной промышленной системы, готовой к внедрению. Сортировка осуществляется методом вибраций, которые регулируются шаговыми двигателями (см. Рис.2 П.2), расположенными в основании подвижной части стола. Для повышения эффективности проводился сравнительный анализ.

Таблица 1 – Результаты количественного анализа

Количество в шт.	Модель	Время фиксации детали в паз в сек
1	28BYJ-48	не удовлетворительно
2	28BYJ-48	61
3	28BYJ-48	73
4	28BYJ-48	51
1	17HS4023	не удовлетворительно
2	17HS4023	23
3	17HS4023	43
4	17HS4023	17

Для транспортировки деталей спроектирован первичный макет манипулятора на сервоприводах с электромагнитным захватом (см. Рис.2 П.1), обеспечивающий достаточное позиционирование.

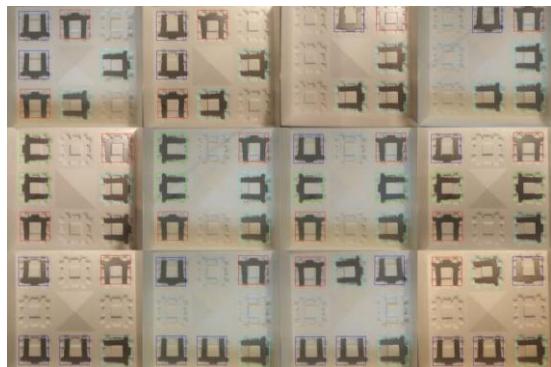


Рис.3 – Компьютерное зрение

Были проведены сравнительные тесты, в результате которых установлен угол наклона и позиция камеры, реализовано распознавание деталей и их пространственное положение при помощи дополнительного программного обеспечения, а также управление процессом сортировки по двум заданным стопкам, которое реализуется с помощью системы технического зрения на базе обработки получаемых данных с камеры (см. Рис.3).

Ключевые слова: автоматизация, сортировка деталей, промышленный манипулятор, вибростенд, система технического зрения, прототип, роботизация.

Литература:

1. Артоболевский И. И. Механизмы в современной технике: в 7 т.: справочное пособие для инженеров, конструкторов и изобретателей / И. И. Артоболевский. — 2-е изд., перераб. — М.: Наука, 1981. — Т. 1. — 559 с.: ил.
2. Блюменштейн, В. Ю. Основы технологии машиностроения : учебное пособие для студентов направлений 15.03.01 «Машиностроение», 15.03.05 "Конструкторско-технологическое обеспечение машиностроительных производств" / В. Ю. Блюменштейн, А. А. Клепцов ; Министерство науки и высшего образования Российской Федерации, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Кузбасский государственный

технический университет имени Т. Ф. Горбачева», Кафедра технологии машиностроения. — Кемерово: Издательство КузГТУ, 2017. — 308 с.

3. Владзиевский А. П. Основы автоматизации и механизации технологических процессов в машиностроении: учебник для машиностроительных техникумов / А. П. Владзиевский, А. П. Белоусов. — Москва: Высшая школа, 1966. — 352 с.: ил.

РАЗРАБОТКА ШЕСТИСТУПЕНЧАТОГО ПРИВОДА BLDC-ДВИГАТЕЛЯ С КУСОЧНО-СИНУСОИДАЛЬНОЙ КОММУТАЦИЕЙ И РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ УПРАВЛЕНИЯ КЛЮЧАМИ

А. А. Гроут

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, artem.grout@mail.ru**

Научный руководитель: А. Е. Давыдов, м.н.с.

В работе рассматривается реализация управления бесщёточным двигателем постоянного тока (BLDC) методом шестиступенчатой коммутации с использованием верхних ключей, работающих в режиме GPIO, и нижних ключей, управляемых аппаратными ШИМ-модулями микроконтроллера. Представленный метод позволяет реализовать надёжное и эффективное управление BLDC-мотором на недорогих микроконтроллерах с ограниченными ресурсами, сохраняя при этом стабильность работы и достаточный момент на валу.

This work presents an implementation of six-step commutation control for a brushless DC (BLDC) motor using a configuration where the high-side switches are driven as simple GPIO outputs, while the low-side switches are controlled by hardware PWM modules of the microcontroller. The proposed method enables reliable and efficient BLDC motor control on low-cost microcontrollers with limited resources, while maintaining stable operation and sufficient torque output.

В работе рассматривается метод шестиступенчатой коммутации BLDC-двигателя с формированием кусочно-синусоидальной кривой фазного тока, что позволяет создать приблизительно синусоидальное вращающееся магнитное поле при минимальной вычислительной нагрузке микроконтроллера. Такой подход особенно актуален для маломощных и бюджетных систем управления, где ресурсы процессора и аппаратные возможности ограничены, но требуется стабильное и предсказуемое управление двигателем. Формирование кусочно-синусоидальной формы тока обеспечивает равномерное вращение магнитного поля, что положительно сказывается на динамике двигателя,

снижает пульсации момента и уменьшает вибрации, при этом не требуя сложных математических операций и вычислительных алгоритмов, характерных для векторного управления (FOC).

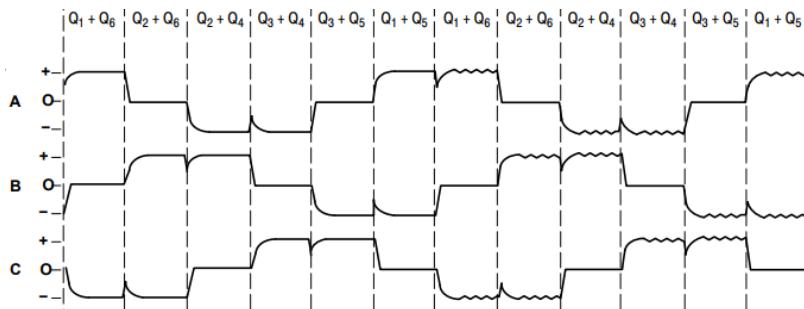


Рис.1 – Диаграмма шестиступенчатой коммутации и последовательности включения фаз

Микроконтроллеры, выполненные на базе архитектуры ARM Cortex-M, широко применяются в системах управления BLDC-двигателями благодаря сбалансированному сочетанию производительности, низкого энергопотребления и развитой периферии. Ядра Cortex-M0/M0+ подходят для простых и малобюджетных решений, обеспечивая достаточно вычислительных ресурсов для реализации шестиступенчатой коммутации при минимальной стоимости. Cortex-M3 и Cortex-M4 обладают более высокой производительностью, расширенной системой таймеров и аппаратной поддержкой вычислений, включая операции DSP в случае Cortex-M4, что делает их подходящими как для классической шестиступенчатой схемы, так и для более сложных алгоритмов управления.

Типичные представители семейств STM32 (F0/F1/F3/F4), K1986BE92 (Миландр), GD32 и др. оснащены высокоточным АЦП, продвинутыми таймерами с поддержкой комплементарных выходов, dead-time и триггерной синхронизацией с АЦП. Это значительно упрощает реализацию ШИМ на нижних плечах, облегчает измерение фазных токов и позволяет построить надёжный и стабильный привод BLDC-двигателя даже на недорогой аппаратной базе.

Управление силовым инвертором реализовано через разделение функций между верхними и нижними ключами. Верхние ключи силового инвертора управляются микроконтроллером через статические цифровые выходы (GPIO). Такой подход существенно упрощает схему управления, так как исключает необходимость применения

высокочастотной широтно-импульсной модуляции на верхнем плече. Включение верхних ключей осуществляется синхронно с коммутацией фаз, что позволяет формировать правильную последовательность включения фаз двигателя без дополнительной нагрузки на процессор.

Нижние ключи управляются аппаратными ШИМ-модулями микроконтроллера, что позволяет регулировать среднее напряжение на фазе и, как следствие, управлять моментом и скоростью двигателя с высокой точностью. Применение ШИМ исключительно на нижних плечах имеет несколько важных преимуществ. Во-первых, это упрощает измерение фазного тока через шунт, поскольку ток протекает через управляемый ключ, и его легко контролировать. Во-вторых, это снижает электромагнитные помехи (EMI), так как коммутация верхних ключей происходит статически, без высокочастотных импульсов. В-третьих, минимизируются коммутационные потери, что положительно сказывается на эффективности системы и тепловом режиме работы ключей.

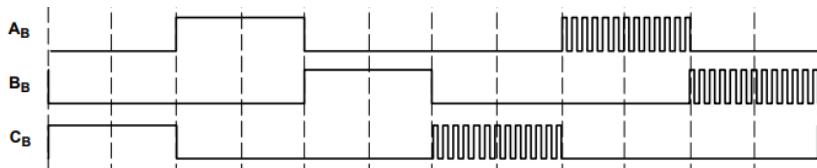


Рис.2 – Диаграмма шестиступенчатой коммутации и последовательности включения фаз

Применение ШИМ исключительно на нижних плечах снижает электромагнитные помехи, упрощает измерение фазного тока через шунт и минимизирует коммутационные потери, связанные с переключением ключей.

Формирование управляющих сигналов осуществляется по принципу шестиступенчатой коммутации. Каждая ступень включает две активные фазы и оставляет третью в плавающем состоянии, что создаёт кусочно-синусоидальную форму тока в фазах двигателя. Такой метод позволяет существенно сократить вычислительную нагрузку на микроконтроллер, поскольку отсутствует необходимость в синусоидальных таблицах, координатных преобразованиях (Clark и Park) и сложных алгоритмах фазового контроля. При этом достигается высокая надёжность работы двигателя, стабильная динамика вращения и достаточная эффективность системы управления даже при минимальных аппаратных ресурсах.

Данный подход особенно подходит для встроенных систем управления и малобюджетных приводов, где необходимо сочетание

простоты реализации, надежности и достаточного пускового момента. Применение предложенной архитектуры позволяет создавать приводы для вентиляторов, насосов, малых транспортных средств и других устройств, где важна точность управления, но отсутствует возможность использования мощных микроконтроллеров с аппаратной поддержкой FOC.

Описанная архитектура обеспечивает высокую надёжность, предсказуемую динамику вращения и достаточную эффективность системы при минимальных аппаратных и вычислительных ресурсах, что делает её целесообразной для встроенных и бюджетных систем управления BLDC-двигателями.

Вывод: Разработанный метод шестиступенчатого управления BLDC-двигателем с кусочно-синусоидальной коммутацией и распределением управления верхних ключей через GPIO и нижних через аппаратные ШИМ-модули позволяет реализовать надёжный и эффективный привод при минимальных аппаратных и вычислительных ресурсах. Предложенная архитектура обеспечивает предсказуемую динамику вращения, достаточный пусковой момент, стабильную работу системы и высокую надёжность управления. Благодаря простоте схемы и отсутствию сложных математических преобразований, метод является целесообразным для малобюджетных и встроенных систем управления BLDC-двигателями.

Литература:

- Гридин В. М. Бесконтактные двигатели постоянного тока с трехсекционной обмоткой и двумя индукторами // Электричество. – 2021. – № 1. – С. 55–60.
- Енин В. Н., Степанов А. В. Коммутация обмоток бесконтактного двигателя постоянного тока при бездатчиковом управлении по ЭДС-вращения // Вестник приборостроения МГТУ. – 2018. – Т. 6, № 87. – С. 101–110.
- Тран В. Т., Кориков А. М. Адаптивное скользящее управление бесколлекторным двигателем [Электронный ресурс] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2024. – № 1. – С. 45–52. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/adaptive-skolzyaschee-upravlenie-beskollektornym-dvigatelem?ysclid=mi3nixhj62782390890> (дата обращения: 18.11.2025).
- Смирнов В. А., Соловьёв А. Э. Влияние способа управления коммутацией бесколлекторных двигателей постоянного тока на их характеристики [Электронный ресурс] // Известия Тульского

государственного университета. Технические науки. – 2024. – № 2. – С. 375–376. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vliyanie-sposoba-upravleniya-kommutatsiey-beskolektornyh-dvigateley-postoyannogo-toka-na-ih-harakteristiki> (дата обращения: 18.11.2025).

5. Тимофеев Е. С. Разработка электрической схемы драйвера BLDC-двигателя // Вестник науки. – 2025. – Т. 4, № 6 (87). – С. 1370–1387. – URL: <https://www.вестник-науки.рф/article/24711> (дата обращения: 18.11.2025).

6. АМИ / Коллектив авторов. Исследование схемы шестиступенчатого инвертора для питания BLDC-двигателя // Материалы научной конференции АМИ. – 2017. – С. 45–50. – (изд-во АМИ, дата обращения: 18.11.2025).

ЧПУ-СТАНОК ДЛЯ ФРЕЗЕРОВКИ И СВЕРЛЕНИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

А. Р. Дядюнов, С. Е. Луговой

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, scibfor@gmail.com

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент ЭАПУ

В работе представлена концепция и результаты проектирования высокоточного автоматизированного ЧПУ-станка для комплексной обработки печатных плат, совмещающего операции сверления и фрезерования в едином технологическом цикле.

This paper presents the concept and design results of a high-precision computer numerical control (CNC) machine tool for integrated printed circuit board (PCB) machining, combining drilling and milling operations within a single technological cycle.

Высокоточный автоматизированный станок с числовым программным управлением для обработки печатных плат — это специализированный ЧПУ-комплекс, совмещающий операции сверления и фрезерования в едином полностью автоматизированном технологическом цикле. Применяется в производстве печатных плат 5 класса точности, многослойных и HDI-структур, а также в областях, где критичны высокая точность геометрии, повторяемость контуров и минимальная доля брака: радиоэлектроника, приборостроение, НИОКР и мелкосерийные высокоточные производства.

Обеспечить требуемую точность и стабильность обработки помогает особенность конструкции такого станка. Она заключается в интеграции прецизионной механики, системы нейросетевого машинного зрения,

автоматической смены инструмента с магазином на 16 позиций и адаптивного вакуумного стола с зональным управлением. Это позволяет автоматически выравнивать заготовку по реперным меткам, компенсировать смещения, формировать и корректировать траектории обработки по данным САМ и машинного зрения, снижать влияние оператора, уменьшать долю брака и продолжительность производственного цикла.

В то же время глубокая интеграция машинного зрения и адаптивной вакуумной фиксации, встроенного в рабочую зону, выдвигает на первый план фундаментальную проблему, связанную с надежностью и согласованностью подсистем позиционирования и закрепления платы в условиях высоких требований к точности. Это обуславливает поиск и разработку специализированных алгоритмов обработки изображений, стратегий самокалибровки координатной системы и конструктивных решений вакуумного стола, обеспечивающих стабильное отсутствие микросмещений заготовки на протяжении всего технологического цикла.

В подсистеме машинного зрения станка с ЧПУ сегментация изображения рабочей зоны и выделение реперных меток реализуются с использованием нейросетевой модели Attention U-Net, которая описывается отображением входного изображения в тензор вероятностных карт классов по формуле:

$$P = f_{\theta}(I) \quad (1)$$

где I - нормализованное входное изображение рабочей области станка; P - тензор предсказанных вероятностей принадлежности каждого пикселя заданным классам (реперные метки, контур платы, фон и др.); $f_{\theta}(I)$ - нейросетевое отображение Attention U-Net; θ - вектор настраиваемых параметров (весов и смещений) нейросетевой модели.

Для обучения модели Attention U-Net используется составная функция потерь, учитывающая как метрику перекрытия сегментированных областей, так и пиксельную точность классификации. Обобщённая функция потерь имеет вид:

$$L = \lambda_1 L_{Dice} + \lambda_2 L_{CE} \quad (2)$$

L - полная функция потерь нейросетевой модели;

L_{Dice} - слагаемое функции потерь, основанное на коэффициенте Dice;

L_{CE} - кросс-энтропийное слагаемое;

λ_1, λ_2 - весовые коэффициенты, определяющие вклад соответствующих слагаемых в общую функцию потерь.

Компонента функции потерь, основанная на коэффициенте Dice для задачи многоклассовой сегментации, определяется выражением:

$$L_{Dice} = 1 - \frac{2 \sum_i \sum_c w_c p_{ic} g_{ic}}{\sum_i \sum_c w_c (p_{ic} + g_{ic}) + \varepsilon} \quad (3)$$

N - число пикселей изображения;

C - число сегментируемых классов;

p_{ic} - вероятность принадлежности i -го пикселя классу c , предсказанная моделью;

g_{ic} - истинная метка пикселя i в one-hot представлении;

w_c - весовой коэффициент класса для компенсации дисбаланса данных;

ε - малое положительное число, обеспечивающее численную устойчивость.

Применение Attention U-Net в системе машинного зрения обеспечивает высокоточное распознавание геометрии платы (Рисунок 1).

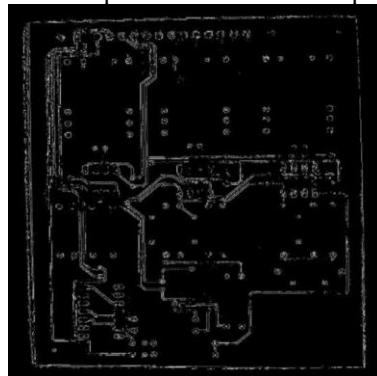


Рис. 1 – Мaska печатной платы

Кинематическая структура станка построена на базе порталной схемы, что позволяет реализовать высокую жёсткость и устойчивость механической системы при динамических нагрузках, возникающих в процессе сверления и фрезерования. Рабочая зона формируется диапазонами перемещений по осям X, Y и Z, согласованными с геометрией наиболее распространённых форматов печатных плат. Интегрированная система автоматической смены инструмента, выполненная по барабанному типу и рассчитанная на шестнадцать инструментальных позиций, позволяет сократить время вспомогательных операций и поддерживать непрерывность производственного процесса. Адаптивный вакуумный стол с зональным управлением обеспечивает равномерную фиксацию заготовки, снижает

вероятность её смещения и минимизирует деформации при локальных механических нагрузках.

Архитектура станка представляет собой взаимосвязанную систему, включающую механическую часть, электрические приводы, систему управления, модуль машинного зрения и подсистемы обеспечения технологического процесса. Кинематическая схема порталного типа объединена с интеллектуальными приводами, которые обеспечивают точное следование траекториям, сформированным САМ-модулем и откорректированным в соответствии с результатами визуального анализа. Модуль нейросетевого зрения интегрирован в контур управления и выполняет функции распознавания реперных меток, сегментации контуров платы и определения геометрических смещений. Эти данные используются для корректировки координат обработки, калибровки системы координат и контроля качества геометрии. Таким образом, архитектура объединяет механическую точность, интеллектуальные алгоритмы и цифровые методы управления в единый высокоточный комплекс.

Литература:

1. Французова Г. А., Востриков А. С. Теория автоматического регулирования: учебник. – Новосибирск: НГТУ, серия «Учебники НГТУ», 2006. – 368 с.
2. Каменский С. В., Чикильдин Г. П., Жмудь В. А., Востриков А. С., Воскобойников Ю. Е., Басыня Е. А., Трубин В. Г. Системы автоматического управления, мехатроники и робототехники: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017.

СИСТЕМА ИНВАРИАНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НА БАЗЕ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Р. М. Кетов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, rodion_ketov@mail.ru**

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент кафедры ЭАПУ

Цель данной работы – исследование принципов инвариантного управления на примере двигателя постоянного тока.

The purpose of this work is to study the principles of invariant control using the example of a DC motor.

Современные системы автоматического управления требуют высокой точности и быстродействия, например в таких областях, как робототехника и станки с числовым программным управлением. Одной из основных проблем при проектировании систем управления приводами является компенсация внешних возмущений, которые существенно ухудшают качество управления. Инвариантное управление по возмущению представляет собой эффективный метод решения этой проблемы. Инвариантное управление делает систему нечувствительной к определенным внешним воздействиям. Обычная система подчиненного регулирования будет реагировать на эти возмущения следующим образом: фиксируется отклонение регулированной переменной и уже следующим этапом начинается корректировка управляющего значения. Принцип инвариантного управления действует иначе. Система не ждет, пока возмущающее воздействие уже повлияло на выходную величину. Вместо этого она непрерывно измеряет возмущение и относительно мгновенно компенсирует его влияние, подавая в систему корректирующий сигнал. В данной работе рассматриваются принципы инвариантного управления на примере привода на базе двигателя постоянного тока (ДПТ), для анализа выберем двигатель 2ПН90Л.

В первую очередь необходимо синтезировать двухкаскадную систему подчиненного регулирования (СПР). Настройку регулятора контура тока будем производить на технический оптимум, регулятор скорости на симметричный [1].

```

1 I=7.57//Номинальный ток
Un=220//Номинальное напряжение
R=2.232//Активное сопротивление в цепи якоря
L=3.3*10^-3//Индуктивное сопротивление якорной цепи
M=3.94//Номинальный момент
kpd=0.78//КПД
Km=0.62//коэффициент момента
n=3150//Номинальная скорость (об/мин)
w=2*3.14*n/60//Номинальная скорость (рад/с)
J=0.02//Момент инерции
Tp=L/R//Эквивалентная постоянная времени для ДПТ
Kp=1/R//Эквивалентный пропорциональный коэффициент для ДПТ
ai=2//Настроичный коэффициент для контура тока
aw=2//Настроичный коэффициент для контура скорости
Tu=5*10^-3//Некомпенсирующая постоянная времени контура тока
Tuu=ai*Tu//Некомпенсирующая постоянная времени контура скорости
Kpi=Tp/(ai*Tu*Kp)//Пропорциональная составляющая регулятора контура тока
Kii=1/(ai*Tu*Kp)//Интегральная составляющая регулятора контура тока
kiw=J/(aw^3*Tuu^2*Km)//Интегральная составляющая регулятора контура скорости
kpw=J/(aw*Tuu*Km)//Пропорциональная составляющая регулятора контура скорости

```

Рис.1 - листинг для расчета СПР

Итоговая структурная схема для двухконтурной СПР выглядит следующим образом [2]:

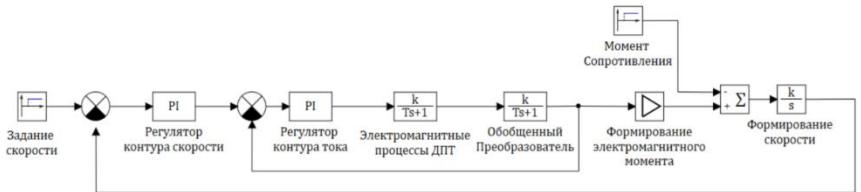


Рис.2 – структурная схема СПР

Для получения абсолютной инвариантности необходимо соблюдение следующего тождества:

$$W_e(p) + W_{комп}(p)W_y(p) \equiv 0$$

$$W_{комп}(p) = -\frac{W_e(p)}{W_y(p)}$$

Вид структурной схемы для объекта по управляющему воздействию для данной системы автоматического управления (САУ):

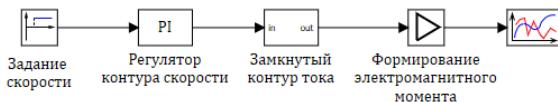


Рис. 3 – структурная схема объекта по управлению

Следовательно передаточная функция объекта по управлению будет равна следующему выражению:

$$W_y(p) = \frac{k_{pw}p + k_{iw}}{p} \cdot \frac{k_m}{a_i \tau_i p + 1}$$

А передаточная функция компенсирующего звена соответственно:

$$W_{комп}(p) = \frac{a_i \tau_i p + 1}{k_m (k_{pw}p + k_{iw})} \cdot p \cdot W_{m.c.}(p)$$

А итоговая полученная структурная схема продемонстрирована ниже:

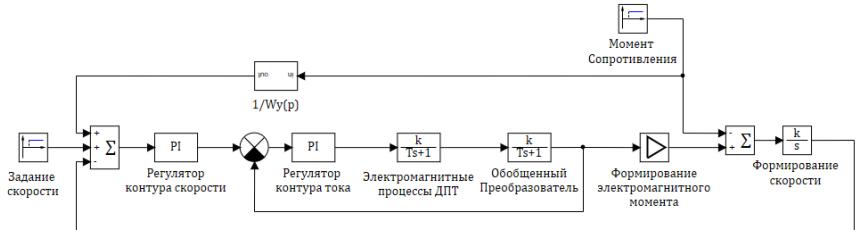


Рис. 4 – структурная схема САУ с абсолютной инвариантностью

Но данное решение не имеет возможность физической реализации из-за наличия в компенсирующем звене идеального дифференцирующего звена. Чтобы сделать данное решение реализуемым необходимо добавить в нашу структуру дифференцирующий фильтр [3]. Полученная его структурная схема представлена на следующем рисунке:

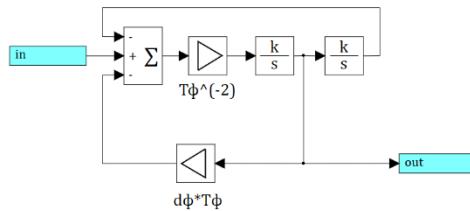


Рис. 5 – дифференцирующий фильтр

Итоговая полученная структурная схема:

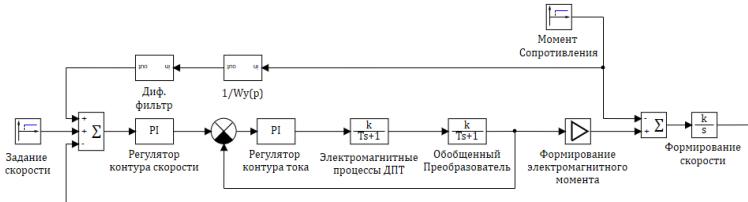


Рис. 6 – структурная схема САУ с инвариантностью и дифференцирующим фильтром

Теперь проведем математического моделирование полученных САУ и сравним эффективность каждой из систем. В установившемся режиме будем подавать значение равное 90% номинального момента:

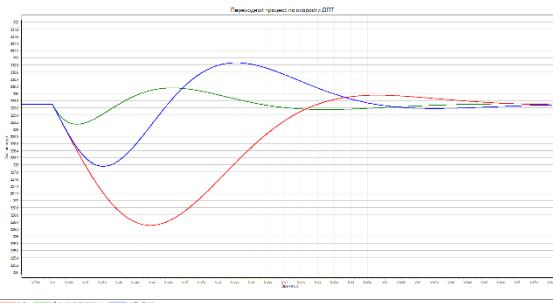


Рис. 7 – сравнение переходных процессов САУ

Красная характеристика отображает работу СПР, зеленая – идеальную инвариантность, синяя – инвариантность с дифференциальным фильтром.

Таблица 1 – сравнение переходных процессов

Название САУ	Максимальное перерегулирование
СПР	1,3%
Абсолютная инвариантность	0,007%
Инвариантность с дифференцирующим фильтром	0,02%

Вывод: абсолютно инвариантная система принципиально недостижима на практике из-за фундаментальных физических ограничений. Однако можно создать систему, приближенную к абсолютной инвариантности, в ограниченном диапазоне частот и амплитуд возмущений.

Литература:

1. Нос О. В. Теория автоматического управления. Теория управления особыми линейными и нелинейными непрерывными системами // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2019.
2. Панкратова В. В. Автоматическое управление электроприводами. часть I. Регулирование координат электроприводов постоянного тока // Новосибирск: изд-во НГТУ, 2013.
3. Панкратов В. В., Нос О. В., Зима Е. А. Специальные разделы современной теории автоматического управления: учебное пособие // Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007.

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ LQR/MPC ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ МАГНИТНЫХ ПОДВЕСОВ

Б. А Куроченко

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, vladimirA1312@yandex.ru

Научный руководитель: Анибров В. И., ассистент кафедры ЭАПУ

В работе исследуются методы оптимального и адаптивного управления (*LQR* и *MPC*) для повышения энергоэффективности магнитных подвесов. Рассматриваются математические основы регулирования, анализируются преимущества современных алгоритмов и приводится практическая реализация в виде разработанного левитрона на постоянном магните и четырёх катушках.

The text discusses modern optimal and predictive control methods applied to magnetic suspension systems to reduce power consumption. The features of *LQR* and *MPC* regulators in stabilization and energy efficiency tasks are presented. The importance of adaptive approaches under varying system parameters is highlighted.

1. Введение

Магнитная левитация является перспективным направлением мехатроники благодаря отсутствию трения, высокой точности и долговечности. Магнитные подвесы используются в координатных столах, микрообработке, оптических системах, виброизоляции и магнитных подшипниках. Основным недостатком таких систем остаётся необходимость постоянной активной стабилизации, требующей значительных энергетических затрат из-за непрерывного управления токами катушек [1-2].

Для снижения энергопотребления используются современные методы управления, среди которых важную роль играют оптимальное управление (*LQR*) и предиктивное управление (*MPC*).

2. Математическое описание магнитного подвеса

Для анализа и построения оптимального управления требуется адекватная модель системы. Типичный маглев-подвес можно представить как систему второго или третьего порядка: объект массой m удерживается электромагнитом, а датчик положения измеряет вертикальное смещение.

Механическая часть описывается уравнением (1):

$$m \cdot \ddot{x} = mg - F_m(i, x) + d(t), \quad (1)$$

где $F_m(i, x)$ — магнитная сила. Как отмечается в работах Болдырева В. В. и Шевченко А. Ф., магнитная сила сильно нелинейна и зависит как от тока, так и от положения. В инженерных расчётах часто используется упрощённое выражение (2):

$$F_m \approx k \cdot i^2 / (x + x_0)^2. \quad (2)$$

Электрическая часть представляет собой катушку с индуктивностью и сопротивлением (3):

$$L \cdot \dot{i} + R \cdot i = u. \quad (3)$$

При построении системы управления обычно линеаризуют модель около рабочей точки – это позволяет применять методы оптимального управления [3].

Однако важным моментом является то, что параметры модели при работе постепенно меняются:

- нагрев катушки увеличивает сопротивление R;
- свойства магнитного материала зависят от температуры;
- масса удерживаемого объекта может меняться (например, при захвате детали роботом);
- возможно влияние смещения датчика.

Вследствие чего регуляторы с фиксированными параметрами часто теряют эффективность – и как раз здесь важна адаптивность.

3. LQR в задачах энергосбережения

LQR – один из наиболее известных методов оптимального управления, поскольку он позволяет получать решение в аналитической форме на основе матрицы Риккати (4). Его суть состоит в минимизации функционала:

$$J = \int (X^T Q X + u^T R u) dt. \quad (4)$$

В данном случае можно прямо учитывать энергопотребление, так как мощность катушки пропорциональна i^2 . Если управление осуществляется по току (а не напряжению), то выбор матрицы R непосредственно влияет на энергосбережение [4].

Большой плюс LQR – его простота. После вычисления матрицы усиливаний получается линейный регулятор вида (5):

$$u = -K \cdot X. \quad (5)$$

На практике LQR даёт ощутимое снижение энергопотребления по сравнению с ПИД-регуляторами.

4. Предиктивное управление MPC

MPC – более продвинутый метод, позволяющий учитывать ограничения и динамику системы на горизонте управления. Он решает задачу оптимизации каждый шаг времени, что делает возможным дозирование управляющего воздействия [5].

Что важно для задач энергосбережения:

1. MPC позволяет ограничивать максимальный ток, что прямым образом снижает потери.
2. В критерий можно включить штраф за изменение тока, что уменьшает разогрев катушки.
3. MPC точно учитывает линейность или нелинейность модели, что делает его устойчивее к параметрическим изменениям.

Несмотря на то, что MPC требует больших вычислительных ресурсов, современные промышленные контроллеры справляются с задачей в реальном времени.

5. Практическая реализация магнитного левитрона

Для экспериментального подтверждения возможностей управления был разработан и собран опытный образец магнитного подвеса, представленный на рисунке 1. Устройство включает постоянный магнит, корректирующие катушки, датчики Холла SS39ET, операционные усилители LM324 и дискретные драйверы D882/B772.

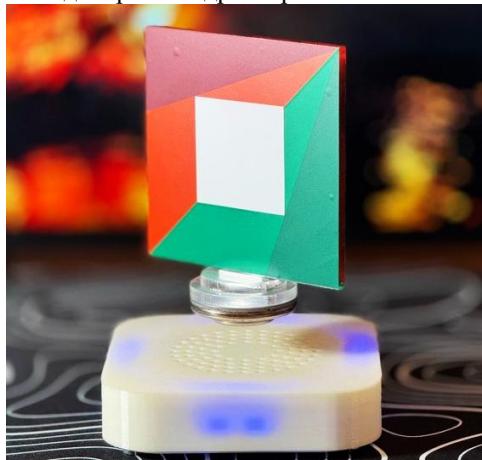


Рис. 1 – Опытный образец магнитного подвеса

6. Потенциал применения LQR/MPC

Использование LQR и MPC позволяет:

- снижать средний ток катушек;
- повышать устойчивость системы;
- компенсировать изменения параметров при применении адаптивных алгоритмов;
- уменьшать нагрев элементов.

Современные алгоритмы управления представляют собой перспективное направление развития энергоэффективных маглев-систем.

Литература

1. Болдырев В. В. Электромеханические системы с магнитной левитацией: учебное пособие / В. В. Болдырев. — Санкт-Петербург: Питер, 2016. — 240 с. — ISBN 978-5-496-01717-4.
2. Копылов, И. П. Проектирование электрических машин: учебное пособие / И. П. Копылов. — М.: Высшая школа, 2005. — 327 с. — ISBN 5-06-004896-2.
3. Попов Н. С., Аносов В. Н. Повышения энергоэффективности безрельсового транспорта за счет реализации оптимальных алгоритмов управления // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем (ДНДС-2019) : материалы 13 Всерос. науч.-тех. конф., Чебоксары, 7 июня 2019 г. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. – С. 43–44. - 300 экз. - ISBN 978-5-7677-2925-8.
4. Bertsekas D. P. Dynamic Programming and Optimal Control: Vol. 1–2 / D. P. Bertsekas. — Belmont, MA: Athena Scientific, 2012. — 745 p. — ISBN 978-1886529434.
5. Sinha P. K. Electromagnetic Suspension Dynamics & Control / P. K. Sinha. — London: Peter Peregrinus Ltd., 1987. — 400 p. — ISBN 978-0863411167.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО КОНТУРА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ GOODRIVE 200A: ВЛИЯНИЕ СКОРОСТИ UART И ПАРАМЕТРОВ RC-ФИЛЬТРА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

М. Д. Лукин

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, lu.maxim2014@yandex.ru

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент кафедры ЭАПУ

Работа исследует многостадийный цифро-аналоговый контур управления ПЧ Gooddrive 200A, включая преобразование UART в ШИМ в 0-10В и обратную связь с RC-фильтрацией. Изучено влияние скорости UART (9600, 14400, 19200 Бод) и емкости фильтра (3, 22, 3200 пФ) на динамику и точность системы. Определяется оптимальный баланс между быстродействием и помехоустойчивостью.

The study investigates a multi-stage digital-analog control loop for the Gooddrive 200A VFD, involving UART PWM 0-10V conversion and RC-filtered feedback. It analyzes the effect of UART speed (9600, 14400, 19200 Baud) and filter capacitance (3, 22, 3200 pF) on system dynamics and accuracy. The goal is to determine the optimal trade-off between speed and noise immunity.

Создание схемы управления:

Экспериментальная работа направлена на исследование и оптимизацию замкнутого контура управления, персональный компьютер (ПК) с преобразователем частоты (ПЧ) Gooddrive 200A. Контур включает цепочку преобразований сигнала (рисунок 1).

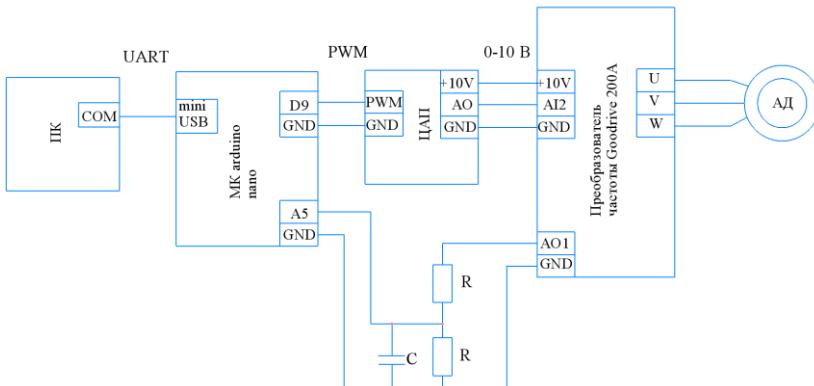


Рис.1 – Принципиальная схема установки

ПК выступает в роли верхнего уровня управления, формируя задание частоты. Обмен данными с МК осуществляется по протоколу UART. МК (Arduino nano) получает цифровое задание. МК генерирует ШИМ-сигнал, скважность которого пропорциональна заданной частоте. Программный код работы МК представлен на рисунке 2. Цифро-Аналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует импульсный сигнал в напряжение от 0 В до 10 В. Аналоговый сигнал 0–10 В подается на аналоговый вход ПЧ Gooddrive 200A. [1]

```

1 #define PWM_PIN 9      // Вывод для ШИМ сигнала
2 #define BAUD_RATE 19200 // Скорость UART
3 #define analogpin A5   // аналоговая обратная связь
4
5 int pwmValue = 0;      // Текущее значение ШИМ (0-255)
6 int sensorvalue = 0;   // добавить объявление в начале
7
8 void setup() {
9     Serial.begin(BAUD_RATE);
10    pinMode(PWM_PIN, OUTPUT);
11    analogWrite(PWM_PIN, 0);
12    pinMode(analogpin, INPUT);
13 }
14
15 void loop() {
16     // Проверка наличия данных в UART
17     if (Serial.available() > 0) {
18         // Чтение числового значения из UART
19         pwmValue = Serial.read();
20     }
21     analogWrite(PWM_PIN, pwmValue);
22     //обратная связь
23     sensorvalue = analogRead(A5);
24     Serial.write(sensorvalue & 0xFF);
25     Serial.write(sensorvalue >> 8);
26 }

```

Рис. 2 – Программный код МК

Для согласования выходного аналогового сигнала с ПЧ 0-10 В с МК 0-5 В используется резистивный делитель напряжения с коэффициентом деления 1:2. Для подавления высокочастотных шумов используется конденсатор. Для исследования емкость варьировалась: 3200 пФ, 22 пФ, 3 пФ. Преобразователь частоты настроен с использованием параметров асинхронного двигателя (таблица 1). [2]

Таблица 1 – параметры асинхронного двигателя

Тип	P _{2ном} , кВт	η _н , %	cosφ _н	x _μ [']	R ₁ [']	x ₁ [']	R ₂ ["]	x ₂ ["]
4AA56A2 У3	0,18	66	0,76	2	0,1 7	0,05 2	0,06 4	0,06 7

Методика исследования:

При каждой емкости конденсатора изменялись параметры скорости передачи данных, для определения максимального соотношения помехоустойчивости и быстродействия, данные снимались в статике и динамике.

При статическом сигнале задания (рисунок 3) увеличение скорости UART не генерирует шум, но повышает частоту дискретизации, в условиях недостаточной фильтрации это приводит к тому, что

регистрируется больше шума. При емкости 3200 пФ увеличение скорости не оказывает существенного влияния на уровень шума. При емкости 22 пФ наблюдается увеличение размаха колебаний. При емкости 2 пФ также увеличивается высокочастотная составляющая. Результаты опыта представлены в таблице 2.

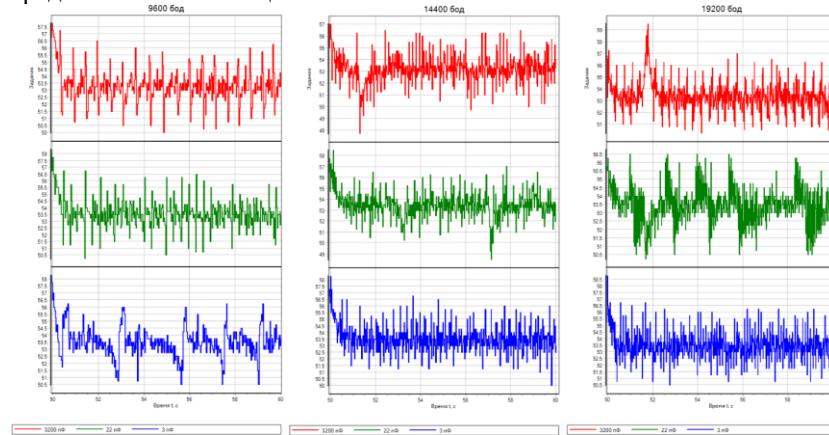


Рис. 3 – Графики сигналов обратной связи при разных емкостях и статическом задании

Таблица 2 – Результаты опыта в статике

Емкость	Уровень шума	Вывод
3200 пФ	Наименьший размах колебаний	Высокая эффективность фильтрации
22 пФ	Умеренный размах колебаний	Удовлетворительная фильтрация
3 пФ	Наибольший размах колебаний	Минимальная фильтрация

В динамике (рисунок 4) быстродействие всех трех систем практически не отличается, но возникают пики, которые могут привести к ошибкам регулирования. Конденсатор емкостью 22 пФ обеспечивает самое четкий сигнал. Результаты опыта представлены в таблице 3.

Таблица 3 – Результаты опыта в динамике

Емкость	Наблюдаемое запаздывание	Вывод
3200 пФ	Кривая близка к идеальной, но с пульсациями	Наиболее точное представление динамики
22 пФ	Самая плавная кривая	Лучший баланс между фильтрацией и быстродействием
3 пФ	Пульсации, ступенчатый характер	Высокое быстродействие, ложные пики

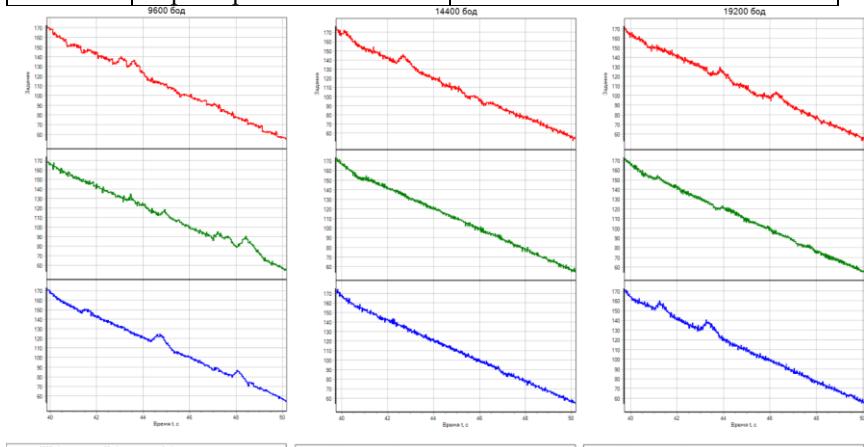


Рис. 4 – Графики сигналов обратной связи при различных емкостях и динамическом задании

Оптимальной конфигурацией для системы является скорость передачи в 19200 бод и емкостью конденсатора 22 пФ, этот набор параметров обеспечивает максимальную фильтрацию и скорость работы схемы. Кривые при 19200 бод наиболее плотные, что улучшает точность регистрации данных.

Литература:

1. Goodrive 200A Series VFD. User Manual. Shenzhen Goodrive Electric Co., Ltd., 2018. – 191 с.
2. Копылов И. П., Клоков Б. К. Справочник по электрическим машинам, 1988г. – 688 с.

РЕШЕНИЕ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ ДЕКАРТОВОГО РОБОТА МЕТОДОМ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

И. О. Обухов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, igor.obukhov.03@mail.ru

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент

Данная работа посвящена разработке механической части нагрузки привода декартового робота. Решение задачи динамики производится моделированием механической системы в ПО SimInTech. Результатом моделирования являются графики скорости и перемещения рабочего органа робота, на которых видны области разгона, установившейся скорости и момент удара гайки об упор с последующим колебательным процессом торможения.

This work is devoted to the development of the mechanical part of the Cartesian robot drive load. The dynamics problem is solved by SimInTech simulation of a mechanical system. The result of the simulation is graphs of the speed and movement of the robot's working body, which show the areas of acceleration, steady speed, and the moment when the nut hits the stop, followed by an oscillatory braking process.

В работе приводится пример разработки механической части нагрузки электрического привода декартового робота с последующим численным моделированием в программе SimInTech.

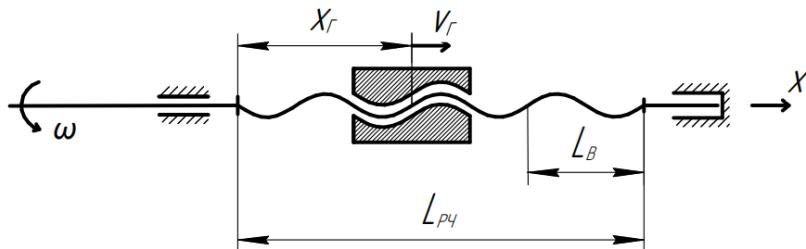


Рис.1 – кинематическая схема механической части привода декартового робота

На рис. 1 представлена кинематическая схема механической части привода декартового робота. На входной вал с электродвигателя передаётся вращательное усилие, характеризуемое частотой вращения ω . Вращательное усилие передаётся на винт с шагом L_B , который приводит в движение гайку, к которой прикреплён рабочий орган робота (не изображён на схеме). Скорость, с которой перемещается гайка с рабочим органом, определяется следующим соотношением [1]:

$$v = \frac{2\pi}{L} \omega = g \omega \quad (1)$$

где g – передаточное число передачи "винт-гайка", м/рад. Если взять интеграл по обеим частям данного уравнения, получится решение обеих задач кинематики для исследуемой системы:

$$x = g \varphi \quad (2)$$

где x_e – положение винта (рабочего органа), м, φ – положение входного вала (вала электродвигателя), рад. Положение винта ограничено длиной рабочей части $L_{p\varphi}$.

Как можно заметить, задача кинематики для декартового робота без труда решается аналитически и не требует численного моделирования. Иначе обстоит дело с задачей динамики. Учёт таких величин, как потери трения подшипников и КПД передачи «винт-гайка» усложняют аналитический расчёт, а в некоторых случаях делают таковой невозможным [2]. Поэтому для расчёта динамики механической системы обоснованно использование численного моделирования.

ПО SimInTech содержит модуль «Механика», который позволяет моделировать поведение систем посредством построения специальных схем [3]. Такие схемы состоят из типовых блоков, представляющих элементы вращательного и поступательного движения, редукторы, преобразователи и датчики, соединённых линиями связи. Эти схемы представляют собой наглядный вариант записи системы уравнений механики исследуемой системы [3].

Схема исследуемой механической систем содержит блоки, моделирующие машину постоянного тока в качестве источника вращения, передачу "винт-гайка", массу рабочего органа, трение гайки об направляющие, упоры для ограничения перемещения гайки, а также датчики для мониторинга состояния системы. Начальные условия таковы: $x_e = 0$, $\omega = 0$ (двигатель неподвижен), $U_a = \text{const}$, $U_f = \text{const}$.

Результатом моделирования являются графики скорости и перемещения рабочего органа робота, которые представлены на рис. 2. На графиках видны область разгона машины постоянного тока, область установившейся скорости и момент удара гайки об упор с последующим колебательным процессом торможения.

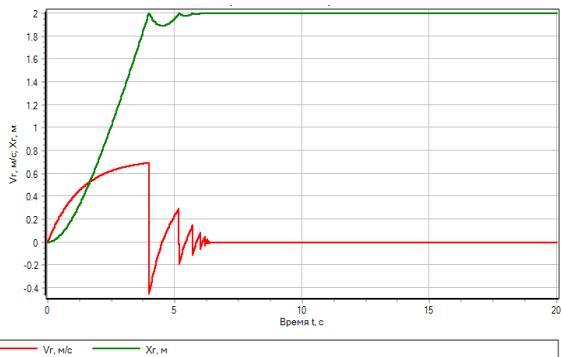


Рис.2 – графики скорости и перемещения рабочей части декартова робота

Использование компьютерного моделирования позволило решить задачу динамики в разы проще, чем аналитическим методом. Полученная модель в последующем будет дополнена электрической частью привода и использована для разработки системы управления приводом декартового робота.

Литература:

1. Гулиа Н. В., Клоков В. Г., Юрков С. А. Детали машин. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 416 с.
2. Мурин А. В., Осипов В. А. Прикладная механика: учебное пособие для вузов / под. Ред. А.В. Мурина. Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2010. – 326 с.
3. Справочная система SimInTech (v30.12.2023). [Электронный ресурс]. – URL: <https://help.simintech.ru> (дата обращения: 26.11.2025).

МЕТОД ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМ ГИБРИДНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

А. Г. Сваровский

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, Svarschikandrei@mail.ru**

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент кафедры ЭАПУ

В статье исследуется применение метода динамического программирования для оптимального управления гибридным шаговым двигателем. Рассматриваются особенности метода, позволяющего находить глобально оптимальное управление для многошаговых процессов с нелинейной динамикой. Анализируется процедура преобразования системы дифференциальных уравнений двигателя, описывающих электромеханические процессы в обмотках статора и динамику ротора, в дискретную форму, необходимую для применения динамического программирования. Представлен алгоритм построения функции Беллмана и рекуррентных соотношений для определения оптимальных управляющих воздействий.

The article investigates the application of the dynamic programming method for optimal control of a hybrid stepper motor. The features of the method, which allows finding globally optimal control for multi-step processes with nonlinear dynamics, are considered. The procedure for transforming the system of differential equations of the motor, describing the electromechanical processes in the stator windings and the rotor dynamics, into a discrete form necessary for applying dynamic programming is analyzed. An algorithm for constructing the Bellman function and recurrence relations for determining optimal control actions is presented.

Метод динамического программирования:

Метод динамического программирования для оптимального управления дискретными системами представляет собой вычислительную процедуру, основанную на принципе оптимальности Беллмана. Суть метода заключается в разбиении многошаговой задачи управления на последовательность более простых одношаговых задач, решаемых в обратном времени.

Данная процедура реализуется в два этапа: условная оптимизация и безусловная. На этапе условной оптимизации, двигаясь от конца к началу, для каждого момента времени и каждого состояния определяется оптимальное управление на оставшемся интервале. Результаты заносятся в таблицы условно-оптимальных управлений и значений функции Беллмана. Этот подход эффективно решает проблему "проклятия размерности", так как вместо поиска в пространстве всех траекторий система проходит по всем состояниям на каждом шаге.

В общем виде функция Беллмана $S_k(x)$ имеет вид:

$$S_k(x) = \min \left[\sum_{i=k}^{N-1} L_i(x_i, u_i) + F(x_N) \right],$$

где L_i – стоимость перехода на шаге i ,
 F – терминальная стоимость.
 x – переменные состояния,
 u – ресурс управления.

Введены ограничения:

$$\begin{aligned} |x_i| &\leq \bar{x}_i, \quad i = \overline{1, n} \\ |u_j| &\leq \bar{U}_j, \quad j = \overline{1, m} \end{aligned}$$

Ключевым инструментом метода является принцип оптимальности Беллмана, который позволяет выразить функцию для текущего шага через функцию для следующего шага. Это приводит к основному рекуррентному соотношению (уравнению Беллмана), которое решается — от конца к началу:

$$S_k(x_k) = \min [L_k(x_k, u_k) + S_{k+1}(f_k(x_k, u_k))]$$

С граничными условием на последнем шаге:

$$S_N(x_N) = F(x_N)$$

На втором этапе, зная начальное состояние системы, выполняется безусловная оптимизация — движение по вычисленным таблицам от начала к концу. Это позволяет восстановить глобально оптимальную траекторию и соответствующую последовательность управляющих воздействий, а также данный подход эффективно решает проблему "проклятия размерности", так как вместо поиска в пространстве всех траекторий система проходится по всем состояниям на каждом шаге.

Применение динамического программирования на примере гибридного шагового двигателя.

Система уравнений, представляющая математическое описание гибридного шагового двигателя

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [U_A - i_A \cdot R + Z_p \cdot \omega_R \cdot \psi_R \cdot \sin(Z_p \cdot \theta_R)] \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [U_B - i_B \cdot R + Z_p \cdot \omega_R \cdot \psi_R \cdot \cos(Z_p \cdot \theta_R)] \\ M = Z_p \cdot \psi_R \cdot [i_B \cdot \cos(Z_p \cdot \theta_R) - i_A \cdot \sin(Z_p \cdot \theta_R)] - k_p \cdot \sin(4 \cdot Z_p \cdot \theta_R) - B\omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases}$$

Для применения динамического программирования необходимо:

1) Дискретизировать систему с шагом Δt :

$$x_{k+1} = x_k + f(x_k, u_k) \Delta t,$$

$$\text{Где } x_k = [i_\alpha(k), i_\beta(k), \omega(k), \theta(k)]^T,$$

$$u_k = [u_\alpha(k), u_\beta(k)]^T$$

2) Определить критерий качества:

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} [(x_k - x_f)^T Q (x_k - x_f) + u_k^T R u_k] \Delta t + (x_N - x_f)^T P (x_N - x_f),$$

Где Q, R, P – весовые матрицы,

x_f – целевое состояние.

3) Составить уравнение Беллмана для дискретизированной системы

$$S_k(x_k) = \min[(x_k - x_f)^T Q (x_k - x_f) + u_k^T R u_k + S_{k+1}(x_k + f(x_k, u_k))],$$

$$\text{с граничным условием: } S_N(x_N) = (x_N - x_f)^T P (x_N - x_f).$$

Вычислительная процедура состоит из 3 этапов:

1) Решается уравнение Беллмана от $k=N-1$ до $k=0$.

2) Для каждого состояния сетки находится оптимальное управление:

$$u_k^*(x_k) = \arg \min_{u_k} [\text{стоимость шага} + S_{k+1}(x_{k+1})]$$

3) Восстанавливается оптимальная траектория по начальному состоянию.

Основная трудность заключается в "Проклятии размерности" - необходимость дискретизации 4-мерного пространства состояний, что требует значительных вычислительных ресурсов. На практике часто используют приближенные методы или упрощенные модели для реализации оптимального управления гибридным шаговым двигателем.

Следует перейти к упрощенной дискретной системе:

$$\begin{cases} \theta_{k+1} = \theta_k + \omega_k \Delta t \\ \omega_{k+1} = \omega_k + \frac{\Delta t}{J} (K \cdot u_k - B \cdot \omega_k - T_L) \end{cases},$$

Состояние системы: $x_k = [\theta_k, \omega_k]^T$

Управление: u_k – напряжение на шаге k .

Тогда уравнение Беллмана примет вид:

$$S_k(\theta, \omega) = \min_u [q_1(\theta - \theta_f) + q_2\omega^2 + r \cdot u^2 + S_{k+1}(\theta_{k+1}, \omega_{k+1})],$$

где q_1, q_2, r – весовые коэффициенты.

Оптимизация управления по выбранному критерию качества достигается за счёт формирования соответствующего функционала в методе динамического программирования, где целевая функция включает взвешенные компоненты, отвечающие за быстродействие, энергоэффективность и качество переходного процесса, при этом сами ограничения на управление и состояния учитываются непосредственно в процедуре минимизации на каждом шаге путём сужения множества допустимых управлений, что в совокупности позволяет найти управление, обеспечивающее требуемый компромисс между противоречивыми требованиями.

Литература:

1. Основы теории непрерывных дискретных систем регулирования: 5-е изд., перераб. и доп.: учеб. пособие / А.С. Востриков, Г.А. Французова, Е.Б. Гаврилов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 476 с.
2. Динамическое программирование: Р. Беллман – Москва: Изд-во иностранной литературы, 1960 – 400 с.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ДИАГНОСТИКИ ОБЪЕКТОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

А. А. Слабоденюк, М. В. Зеленин.

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, p.popov@corp.nstu.ru

Научный руководитель: Попов Н. С., к.т.н.

Статья рассматривает использование искусственного интеллекта для диагностики и прогнозирования состояния аккумуляторных батарей в электроэнергетике. Описаны методы сбора данных и моделирования процессов старения с применением нейронных сетей. Представлена реализация программно-аппаратного комплекса для непрерывного мониторинга и предупреждения отказов.

The paper discusses the use of AI techniques for diagnostics and prognosis of battery states in electric power systems. Methods for data collection and modeling aging processes using neural networks are described. Implementation of a hardware-software system for continuous monitoring and failure prevention is presented.

Рост сложности современной электроэнергетики обуславливает потребность в улучшении мониторинга и диагностики объектов, таких как генераторные установки, трансформаторные станции и аккумуляторные батареи (АКБ) [1]. Возникают требования оперативного выявления дефектов и предотвращения аварийных ситуаций [2]. Искусственный интеллект (ИИ) представляется эффективным решением, способствующим повышению точности диагностики и оптимизации обслуживающих процедур [3].

Наиболее важным объектом диагностики являются аккумуляторные батареи, играющие ключевую роль в защите электроснабжения. Старение, неблагоприятные внешние факторы и интенсивные нагрузки ускоряют износ и повышают риск отказа АКБ. Задача предиктивной диагностики состояния батарей выходит на первый план, предлагая способы раннего выявления неисправностей и снижения рисков аварий.

Эффективным подходом является применение нейронных сетей и методов машинного обучения, позволяющих прогнозировать ресурс и срок службы аккумуляторов. Методы глубокого анализа данных помогают выявить тонкие сигналы деградации и выработать стратегии предупредительных мер. Важным направлением является разработка программно-аппаратных комплексов, совмещающих сбор данных о параметрах работы (напряжение, ток, температура, сопротивление) и предиктивную диагностику с помощью искусственных нейронных сетей.

Исследования подтверждают высокую эффективность данных методик, способствующих улучшению энергоэффективности и увеличению продолжительности эксплуатации аккумуляторных батарей [4].

Актуальность и востребованность решений на основе ИИ подчеркивает важность дальнейшего изучения и практической реализации подобных инструментов в рамках электроэнергетических систем [5].

В ходе исследования проведён патентный поиск на тему «Системы контроля и диагностики» на глубину 12 лет (1995–2007 гг.), сформирован базовый пакет патентно-информационных ресурсов. Проанализированы существующие методы и средства диагностики аккумуляторных батарей (АКБ), которые являются важной частью многих энергетических систем. Разработана модель, учитывающая режимы эксплуатации и условия изменения внешних и внутренних факторов, влияющих на работу АКБ. Введено понятие поправочного коэффициента КНС, который учитывает специфические условия эксплуатации.

Модернизированы существующие конструкции систем диагностики АКБ на основе рассмотренных патентов и аналитических исследований,

разработан программно-аппаратный комплекс для контроля и диагностики АКБ в реальном времени. Комплекс позволяет непрерывно собирать информацию о ключевых параметрах работы АКБ, таких как напряжение (U), ток (I), ёмкость (C), уровень электролита и температура (T) каждого элемента.

В каждой из секций АКБ планируется установить датчики плотности, температуры и вольтметры, которые собирают соответствующие показания и передают их на контроллер. На базе аккумуляторной батареи создан диагностический комплекс, который обрабатывает полученные данные и передаёт их на дисплей компьютера. Это позволяет оперативно анализировать состояние АКБ и принимать меры по предотвращению возможных неисправностей.

Проведен модернизационный проект конструкций систем диагностики аккумуляторных батарей (АКБ), разработаны программно-аппаратные комплексы для контроля и диагностики в реальном времени. Новый комплекс непрерывно отслеживает ключевые параметры работы каждой секции АКБ: напряжение (U), ток (I), ёмкость (C), температуру (T) и уровень электролита. Получаемые данные поступают на центральный контроллер, где формируется оценка состояния АКБ с помощью комплексной функции F, зависящей от перечисленных параметров и поправочного коэффициента KHC, учитывающего особенности эксплуатации:

$$F = f(U, I, C, T, KHC) \quad (1)$$

По результатам расчетов формируются три уровня состояния батареи: нормальное, предупреждающее и аварийное. Сформированные уровни приведены в таблице 1. Установлены датчики плотности, температуры и вольтметры, что позволяет оперативно отслеживать любые изменения и предотвращать возможные неисправности.

Таблица 1 – Оценка программой представленных данных

Уровень состояния	Действия
Нормальное	Продолжение эксплуатации
Предупреждение	Диагностика и мониторинг
Аварийное	Немедленный ремонт

Листинг кода для реализации заданных параметров приведен на Рис. 1.

```
prob_error, action =  
analyze_prediction(real_last_values, inv_next_values)  
    print(f"Прогнозируемые значения следующим шагом  
({future_steps} интервалов впереди):\n"  
        f"Voltage: {inv_next_values[:, 0]}\n"  
        f"Current: {inv_next_values[:, 1]}\n"  
        f"Temperature: {inv_next_values[:, 2]}\n"  
        f"Capacity: {inv_next_values[:, 3]}")  
    print(f"Вероятность проблемы: {prob_error *  
100:.2f}%\nРекомендуемые действия: {action}")  
if __name__ == "__main__":  
    main()
```

Рис.1– листинг кода

Итог реализации программного кода приведен на Рис. 2.

```
1/1 ━━━━━━ 0s 148ms/step  
1/1 ━━━━━━ 0s 48ms/step  
1/1 ━━━━━━ 0s 34ms/step  
Прогнозируемые значения следующим шагом (3 интервалов впереди):  
Voltage: [2.9822192 3.1761007 3.2775621]  
Current: [-0.5423801 -0.3706209 -0.66483307]  
Temperature: [10.113228 10.008113 9.599743]  
Capacity: [1.2262942 1.2253307 1.2295463]  
Вероятность проблемы: 33.33%  
Рекомендуемые действия: Внимательно следите за температурой и зарядом.
```

Рис.2– результат выполнения кода

Представленный код реализует прогнозирование состояния аккумуляторных батарей (B48) с использованием нейронной сети LSTM. Модель обучается на статических данных о напряжении, температуре, токе и заряде батареи, однако планируется динамичное обучение на непрерывном потоке данных. Путем предварительной нормализации данных с помощью MinMaxScaler улучшается качество обучения и обработки данных, тем самым повышая точность итоговых значений, архитектура LSTM формирует многомерный временной ряд, увеличивая точность прогноза. Надежность прогноза проверяется сравнением с пороговым значением (95% процентиль отклонений), что позволяет классифицировать состояние батареи и вырабатывать рекомендации по

действиям. Дальнейшие исследования включают тонкую настройку гиперпараметров и проверку альтернативных нейросетевых структур.

Перспективы дальнейших исследований:

Улучшение модели путём подбора гиперпараметров (количество слоев, нейронов, эпох обучения).

Анализ влияния размера тренировочных данных на качество прогноза.

Исследования альтернативных архитектур нейронных сетей для повышения точности прогнозирования.

Таким образом, созданный инструмент продемонстрировал свою пригодность и целесообразность использования в прикладных задачах мониторинга и прогнозирования состояния аккумуляторных батарей.

Литература:

1. Дулов И. В., Фишов А. Г. Прототип автоматики контроля успешности пуска асинхронных двигателей в локальных системах энергоснабжения = Prototype of an automatic system for monitoring the success of starting asynchronous motors in local power supply systems / И. В. Дулов, А. Г. Фишов. – DOI 10.21285/1814-3520-2024-2-303-319. – Текст: непосредственный // iPolytech Journal. – 2024. – Т. 28, № 2. – С. 303–319.

2. Фишов А. Г., Дулов И. В., Фролов М. Ю. Контроль успешности пусков асинхронных двигателей в локальных энергосистемах = Controlling the success of induction motor starting in local power systems / А. Г. Фишов, И. В. Дулов, М. Ю. Фролов // Релейная защита и автоматизация. – 2023. – № 3 (52). – С. 4–17.

3. Фролов М. Ю., Степанович Р. Ю., Лизалек Н. Н., Дулов И. В. Оперативная идентификация электромеханических параметров синхронного генератора для задач интеллектуального управления / М. Ю. Фролов, Р. Ю. Степанович, Н. Н. Лизалек, И. В. Дулов. – DOI 10.52254/1857-0070.2022.4-56.02. // Проблемы региональной энергетики. – 2022. – № 4 (56). – С. 15–25.

4. Вильбергер М. Е., Попов Н. С., Домахин Е. А., Анибров В. И., Мосин М. Е. Увеличение запаса хода автономного безрельсового транспортного средства с применением алгоритмов нечеткой логики = Increasing the driving range of an autonomous vehicle using fuzzy logic algorithms / М. Е. Вильбергер, Н. С. Попов, Е. А. Домахин, В. И. Анибров, М. Е. Мосин. – DOI 10.15518/isjaee.2024.02.100-115. – Текст: непосредственный // Альтернативная энергетика и экология. – 2024. – № 2 (419). – С. 100–115.

5. Котин Д. А., Домахин Е. А., Сидоров Г. С. Уточненная модель системы тягового электроснабжения постоянного тока для определения

параметров систем накопления электроэнергии = A refined model of a dc traction power supply system for determining the parameters of electricity storage systems / Д. А. Котин, Е. А. Домахин, Г. С. Сидоров. – DOI 10.53891/00135860_2023_5_23. – Текст: непосредственный // Электротехника: науч.-техн. журн. – 2023. – № 5. – С. 23–28.

АВТОМАТИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ВЫХОДОМ ЦЕЛЕВЫХ ФРАКЦИЙ В РЕКТИФИКАЦИОННОЙ КОЛОННЕ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОТОКОВ

А. В. Стоянова

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, stoyanova.2021@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент каф. ЭАПУ

В работе предложен подход к автоматизации ректификации нефти, основанный на динамическом управлении распределением фракций между выходами колонны. Система позволяет оперативно корректировать выход целевых продуктов (бензин, лигроин, керосин) в зависимости от экономического эффекта за счёт оптимального перераспределения потоков. Разработана математическая модель в SimInTech, реализовано программное обеспечение на CoDeSys и SCADA-интерфейс в MasterSCADA 4D.

This paper presents an approach for the automation of oil rectification, based on the dynamic control of fraction distribution between the column outputs. The system enables real-time adjustment of the yield of target products (gasoline, naphtha, kerosene) depending on their economic benefit through optimal flow redistribution. A mathematical model was developed in the SimInTech environment, with the software implemented in CoDeSys and a SCADA interface created in MasterSCADA 4D.

В современной нефтепереработке одним из ключевых факторов конкурентоспособности является способность оперативно адаптировать выход целевых фракций под изменяющийся спрос рынка. Традиционные системы автоматизации ректификационных колонн не обеспечивают необходимой гибкости для изменения соотношения продуктов без остановки технологического процесса, что приводит к потерям сырья и снижению эффективности производства. В данной работе предложен инновационный подход к автоматизации процесса ректификации, основанный на динамическом управлении степенью открытия клапанов на выходах фракций с перераспределением неотобранных потоков между соседними секциями колонны.

Основу предложенного решения составляет адаптированная математическая модель процесса ректификации, разработанная на базе

существующих подходов к описанию динамики распределения фракций в ректификационных колоннах [1]. В работе была упрощена и модифицирована система уравнений материального баланса, учитывающая степень открытия клапанов (σ) и весовые коэффициенты фракций (a), которые определяются химическим составом исходного сырья (1). Упрощённая модель позволяет оперативно рассчитывать объёмный расход каждой фракции на выходе колонны с учётом их перераспределения, что делает её удобной для практических расчётов и интеграции в системы автоматизации.

$$\begin{cases} F_1 = F_0 \cdot a_1 \cdot \sigma_1 + F_0 \cdot a_2 \cdot (1 - \sigma_2) \cdot a_1 + F_0 \cdot a_3 \cdot (1 - \sigma_3) \cdot a_1, \\ F_2 = F_0 \cdot a_2 \cdot \sigma_2 + F_0 \cdot a_1 \cdot (1 - \sigma_1) \cdot a_2 + F_0 \cdot a_3 \cdot (1 - \sigma_3) \cdot a_2, \\ F_3 = F_0 \cdot a_3 \cdot \sigma_3 + F_0 \cdot a_1 \cdot (1 - \sigma_1) \cdot a_3 + F_0 \cdot a_2 \cdot (1 - \sigma_2) \cdot a_3, \\ F_4 = F_0 - F_1 - F_2 - F_3, \end{cases} \quad (1)$$

где F_0 – объемный расход на входе в РК ($\text{м}^3/\text{ч}$);

F_1, F_2, F_3, F_4 – объемный расход на выходах бензиновой, лигроиновой, керосиновой и мазутной фракций соответственно ($\text{м}^3/\text{ч}$);

a_1, a_2, a_3, a_4 – весовые коэффициенты фракций, определяемые химическим составом (%/100);

$\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ – степень открытия клапана на выходе с РК (%/100).

Алгоритм перераспределения позволяет перенаправлять неотобранные фракции в соседние потоки, обеспечивая их дополнительное насыщение и выход с другой фракцией, вместо потерь в кубовом остатке. Это достигается за счёт динамического изменения степени открытия клапанов (σ) в зависимости от текущих параметров процесса и заданных целей по выходу целевых продуктов.

Преимуществом предложенного решения является возможность оперативно корректировать соотношение выходных фракций без остановки колонны, что особенно важно при изменении рыночного спроса. Например, при увеличении спроса на бензин система автоматически перераспределяет потоки, увеличивая его выход без дополнительных затрат на сырьё или энергию. Это достигается за счёт минимизации потерь углеводородов, которые в традиционных схемах направляются в мазут, а в предложенной системе перераспределяются между целевыми фракциями.

Для практической реализации разработана математическая модель процесса в среде SimInTech, которая учитывает физику перераспределения фракций и позволяет имитировать работу колонны в различных режимах. Программное обеспечение управления реализовано на языке ST в среде CoDeSys и обеспечивает динамическое изменение степени открытия клапанов, мониторинг температуры, расхода и уровня,

а также обработку аварийных ситуаций. Интеграция с SCADA-системой MasterSCADA 4D позволяет оператору в реальном времени контролировать параметры процесса и управлять исполнительными механизмами через интуитивно понятный интерфейс [2].

Таким образом, предложенная система автоматизации ректификационной колонны с динамическим управлением выходом фракций демонстрирует высокую эффективность и гибкость. Она позволяет оперативно реагировать на изменения спроса, минимизировать потери сырья и повышать экономическую отдачу производства. Дальнейшее развитие системы связано с интеграцией предиктивной аналитики для прогнозирования спроса и оптимизации режимов работы в реальном времени, что открывает новые возможности для повышения конкурентоспособности нефтеперерабатывающих предприятий.

Литература:

1. Бебихов Ю. В., Подкаменный Ю. А., Семёнов А. С., Якушев И. А. Оптимизация системы управления процессом первичной переработки нефти в ректификационной колонне // Информатика, вычислительная техника и управление – 2022. – С. 101-112.
2. Стоянова А. В. Разработка системы управления и визуализации информации ректификационной колонны: выпускная квалификационная работа [Электронный ресурс] // Электронная библиотека НГТУ. – URL: <https://elibrary.nstu.ru/source?id=190085> (дата обращения: 23.11.2025).

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СКЛАДА С ПРИМЕНЕНИЕМ АЛГОРИТМА ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ В ПРОГРАММНОМ ПАКЕТЕ COPPELIASIM

А. А. Черных

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, chernykh2403@yandex.**

Научный руководитель: Домахин Е. А., к.т.н.

Исследование актуально в свете задач по разработке интеллектуальных систем управления парком автономных роботов на складе, способных к динамической оптимизации маршрутов в реальном времени и обеспечению отказоустойчивости всей системы. Внедрение подобных решений особенно востребовано в условиях роста объемов, где скорость и точность обработки становятся конкурентными преимуществами.

The study is relevant in light of the challenges of developing intelligent systems for managing fleets of autonomous warehouse robots, capable of dynamically optimizing

routes in real time and ensuring fault tolerance for the entire system. The implementation of such solutions is particularly relevant in an environment of increasing volumes, where speed and accuracy of processing become competitive advantages.

В настоящий момент основная часть сортировочных процессов осуществляется вручную, что выделяет целый ряд узких мест:

- Низкая производительность и человеческий фактор, ведущие к ошибкам и задержкам;
- Сложность управления товарными запасами в реальном времени, что затрудняет оперативный контроль и планирование;
- Высокие операционные издержки, связанные с содержанием персонала, простоем оборудования и неоптимальным использованием ресурсов.

В данной работе предлагается модель системы сортировки, реализованная в программном пакете CoppeliaSim [1], представлена на рисунке 1.

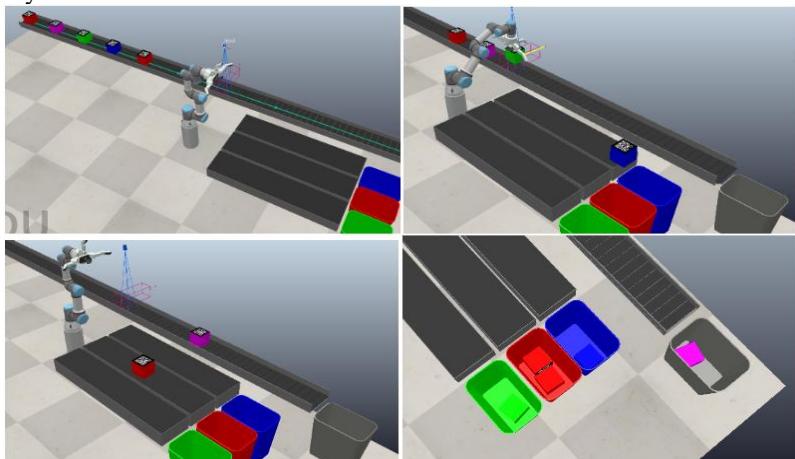


Рис. 1 – Модель системы сортировки в программном комплексе CoppeliaSim

При запуске системы, продукт перемещается по конвейеру. При достижении зоны обработки, манипулятор [2], оснащенный системой машинного зрения [3], считывает QR-код на товаре. Это позволяет идентифицировать продукт и на основе считанных данных отправить продукт на нужный конвейер для дальнейшего сбора товара в контейнер. Если QR-код не удалось считать или продукт не соответствует заданным критериям, то он отправляется по главному конвейеру в контейнер –

«брата». Это обеспечивает непрерывность процесса и исключает необходимость ручного вмешательства.

После наполнения контейнера, к нему подъезжает роботизированный погрузчик [4], который транспортирует его в ячейку хранения, сохраняя в базе данных информацию о его местонахождении для последующей идентификации и отслеживания.

Для того, чтобы погрузчик смог определить степень заполненности контейнера, установлены оптические датчики. В случае их непрерывной активации в течение заданного времени, система активирует команду вызова роботизированного погрузчика для транспортировки контейнера на склад.

После извлечения заполненного контейнера погрузчик устанавливает на него место резервный контейнер. На время выполнения этой операции подача продукции на все конвейерные линии временно приостанавливается. При необходимости какого-либо контейнера, оператор выбирает его в базе данных, после чего система автоматически направляет погрузчик для доставки требуемого контейнера в пункт отгрузки.

Литература:

1. Дегтяренко Э. В., Иванов А. А., Бузин С. Е., Попов Н. С. Интеграция робототехники и сортировочных систем для создания интеллектуальных производственных / Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. 17 Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 4–8 дек. 2023 г. : в 11 ч. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2024. – Ч. 5. – С. 122–124. – 100 экз. – ISBN 978-5-7782-5133-5.
2. Дегтяренко Э. В., Попов Н. С. Моделирование сортировочной системы с осевым роботом манипулятором / Дни науки НГТУ–2024: материалы науч. студен. конф., итоги науч. работы студентов за 2023–2024 гг. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2024. – С. 87–90. - 100 экз. - ISBN 978-5-7782-5239-4.
3. Дегтяренко Э. В., Бузин С. Е.; науч. рук. Н. С. Попов. Внедрение технического зрения для создания интеллектуальных производственных линий / Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. 18 Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 2–6 дек. 2024 г. : в 8 ч. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2025. – Ч. 3. – С. 54–56. - 100 экз. - ISBN 978-5-7782-5345-2.
4. Аносов В. Н., Орел Е. О., Попов Н. С. Способы обеспечения безопасности движения автономного электрического транспортного средства = Methods of ensuring safety of autonomous electric vehicles. Вопросы электротехнологии = Journal of electrotechnics: науч.-техн. журн.

- 2021. – № 4 (33). – С. 65–73. - Работа выполнена: Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-38-90187.

СРАВНЕНИЕ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА РАЗЛИЧНЫХ СТРУКТУР

И. Е. Шерстобитов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ilaserstobitov044@gmail.com**

Научный руководитель: Иванов И. А., ассистент кафедры ЭАПУ

Цель данной работы – сравнить и проанализировать принципы работы наблюдателей скорости в электроприводе постоянного тока.

The purpose of this work is to compare and analyze the principles of operation of speed observers in a DC electric drive.

При практической реализации различных электроприводов в целях упрощения, удешевления и повышения надежности системы часто отказываются от использования датчиков скорости. Непосредственное измерение крутящего момента и вовсе в большинстве случаев невозможно. Вместо датчиков для создания обратных связей в системе автоматического управления используют наблюдатели. Наблюдатель – это математическая модель технического объекта, которая позволяет по известным управляющим воздействиям и некоторым прямо измеряемым переменным состояния оценивать значения неизмеряемых переменных состояния [1]. В данной работе рассмотрим наблюдатели скорости двигателя постоянного тока.

Для примера рассмотрим модель электропривода постоянного тока с системой подчиненного регулирования.



Рис.1 – структурная схема двухконтурной системы подчиненного регулирования скорости двигателя постоянного тока

Качество оценки скорости наблюдателем определим, сравнивая переходный процесс по скорости при пуске, набросе и сбросе нагрузки системы с наблюдателем скорости и системы с прямым измерением скорости.

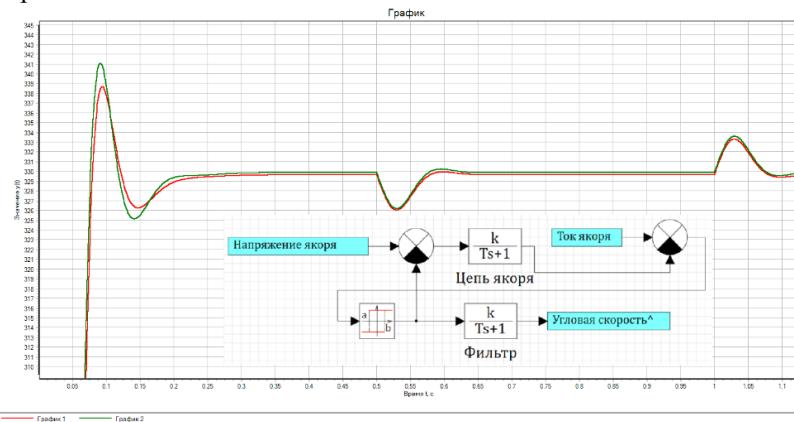


Рис.2 – переходные процессы по скорости при пуске, набросе и сбросе нагрузки системы с прямым измерением скорости (красный график) и системы с релейным наблюдателем скорости (зеленый график), и структурная схема релейного наблюдателя скорости

Релейный наблюдатель (рис.2) оценивает ЭДС двигателя исходя из разности реального и наблюдаемого тока (наблюдаемый ток находим через разность напряжения якоря и наблюдаемой ЭДС двигателя, приложенной к цепи якоря). Реле может выдавать значения, большее или равное максимально возможному напряжению якоря, с разной полярностью. Скорость двигателя получаем, разделив наблюдаемую ЭДС на сФ. Так как наблюдаемая ЭДС принимает лишь два значения, для такого наблюдателя необходим фильтр, постоянную времени которого подбираем экспериментально (в представленном случае $T_\phi = 5 \cdot 10^{-4}$ с).

Рассмотрим наблюдатель скорости с ПИ-регулятором оценки ЭДС. Структурная схема наблюдателя скорости с ПИ-регулятором оценки ЭДС (рис.3) почти повторяет структурную схему релейного наблюдателя. ПИ-регулятор оценивает ЭДС двигателя по разности реального и наблюдаемого тока. Коэффициенты регулятора в литературе [1] предлагается определить эмпирически, однако в представленном случае они были настроены на желаемое распределение корней характеристического полинома, соответствующее стандартной линейной форме Баттервортта [2]:

$$Tp^2 + p - k * K_P * p - k * K_I = p^2 + A\omega p + \omega^2, \quad 1)$$

где $k = 1/R_a$, T – постоянная времени цепи якоря, K_P – пропорциональный коэффициент регулятора оценки ЭДС, K_I – интегральный коэффициент регулятора оценки ЭДС, $\omega \geq 1/T$ – среднегеометрический корень, $A = 1.41$ – табличный коэффициент для полинома 2-го порядка.

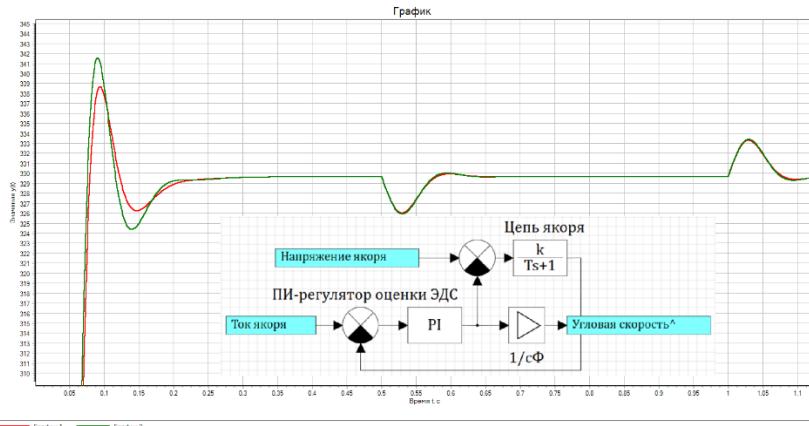


Рис.4 - переходные процессы по скорости при пуске, набросе и сбросе нагрузки системы с прямым измерением скорости (красный график) и системы с наблюдателем скорости с ПИ-регулятором оценки ЭДС (зеленый график), и структурная схема наблюдателя

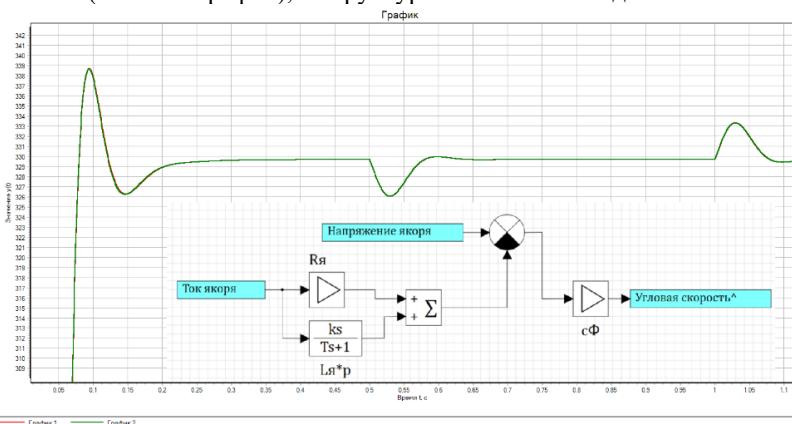


Рис.5 - переходные процессы по скорости при пуске, набросе и сбросе нагрузки системы с прямым измерением скорости (красный график) и системы с параметрическим наблюдателем скорости (зеленый график), и структурная схема наблюдателя

Параметрический наблюдатель (рис.5) восстанавливает ЭДС двигателя как разность напряжения якоря и падения напряжения на сопротивлении и индуктивности цепи якоря. В реальной системе наличие дифференциального звена будет приводить к дрожанию сигнала ЭДС из-за шума в измерении тока [1], поэтому применен фильтр с постоянной времени, равной постоянной времени обобщенного преобразователя (рис.1) $T_\phi = 0.001$ с.

Вывод: Релейный наблюдатель и наблюдатель с ПИ-регулятором оценки тока незначительно увеличивают перерегулирование, кроме того, у системы с релейным наблюдателем скорости присутствует статическая ошибка регулирования из-за отсутствия интегрирующих звеньев в структуре наблюдателя. Тщательный подбор постоянной времени фильтра релейного наблюдателя и коэффициентов ПИ-регулятора оценки ЭДС позволяют найти баланс между колебательностью и быстродействием системы. Переходный процесс системы с параметрическим наблюдателем скорости полностью повторяет переходный процесс системы с непосредственным измерением скорости, однако реализация такого наблюдателя также требует подбора постоянной времени фильтра из-за наличия дифференцирующего звена.

Литература:

1. Анучин А. С. Системы управления электроприводов, учебник для вузов – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Панкратов В. В., Зима Е. А., Нос О. В. Специальные разделы современной теории автоматического управления: учебное пособие – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 220 с.

**НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА
И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА**

Секция – ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**РАСЧЕТ ПЕРВОЙ ГАРМОНИКИ ТОКА НАГРУЗКИ
ДВУХЗОННОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
МЕТОДОМ АЛГЕБРАИЗАЦИИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ
УРАВНЕНИЙ**

П. А. Владыко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, vladykopolina94@gmail.com**

Научный руководитель: Удовиченко А. В., к.т.н., доцент

В рамках исследования проведен анализ однофазного двухзонного тиристорного регулятора переменного напряжения с конденсаторным делителем. На основе эквивалентных схем, составленных для двух зон регулирования, выводятся системы дифференциальных уравнений, описывающих контуры протекания тока. Для учета состояния тиристоров в уравнения вводятся коммутационные функции. Методом алгебраизации дифференциальных уравнений определены действующее значение первой гармоники тока и напряжения на нагрузке. В результате расчета построена регулировочная характеристика, которая была подтверждена результатами моделирования.

Within the framework of the study, an analysis of a single-phase two-zone thyristor AC voltage regulator with a capacitive divider was conducted. Based on the equivalent circuits developed for the two control zones, systems of differential equations describing the current flow paths are derived. Commutation functions are introduced into the equations to account for the state of the thyristors. Using a method of algebraicization of differential equations, the RMS values of the load current's first harmonic and the load voltage were determined. As a result of the calculations, a control characteristic was plotted, which was confirmed by simulation results.

Контуры протекания тока в двухзонном тиристорном регуляторе переменного напряжения (рисунок 1) [1] на одном полупериоде питающего напряжения изображены на рисунке 2 и рисунке 3.

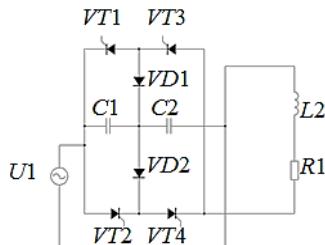


Рис.1 – Схема однофазного двухзонного тиристорного регулятора переменного напряжения с конденсаторным делителем

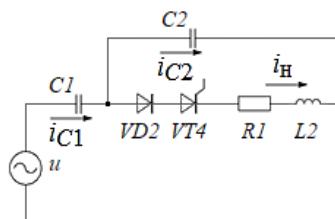


Рис. 2 – Эквивалентная схема двухзонного тиристорного регулятора переменного напряжения в первой зоне регулирования на положительном полупериоде питающего напряжения

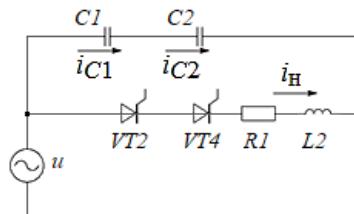


Рис. 3 – Эквивалентная схема двухзонного тиристорного регулятора переменного напряжения во второй зоне регулирования на положительном полупериоде питающего напряжения

Уравнения контуров по законам Кирхгофа:

$$\begin{cases} u_{C1} + u_{C2} = u; \\ u_{C1} + (1 - \psi_1) \cdot u_{C2} + \psi_1 \cdot \left(i_h \cdot R + L \frac{di_h}{dt} \right) = u; \\ i_{C1} - i_{C2} - \psi_1 \cdot i_h = 0. \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} (1 - \psi_2) \cdot u_{C1} + u_{C2} = u; \\ (1 - \psi_2) \cdot u_{C1} + i_h \cdot R + L \frac{di_h}{dt} = u; \\ i_{C1} - i_{C2} - (1 - \psi_2) \cdot i_h = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Система уравнений (1) описывает работу регулятора в первой зоне, система уравнений (2) – во второй.

В данных уравнениях ψ_1 и ψ_2 – коммутационные функции тиристоров первой и второй зон соответственно. Они могут быть записаны в виде (3) и определяют состояния тиристоров.

$$\psi_{1,2}(t) = M + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{2}{\pi k} \cdot \sin(\pi k M) \cdot \cos(k \omega \cdot t) \right] \quad (3)$$

С учетом коммутационной функции ψ_3 , определяющей зону, в которой работает регулятор, уравнения (1) и (2) можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \psi_3 \cdot [u_{C1} + u_{C2}] + (1 - \psi_3) \cdot [(1 - \psi_2) \cdot u_{C1} + u_{C2}] = u; \\ \psi_3 \cdot \left[u_{C1} + (1 - \psi_1) \cdot u_{C2} + \psi_1 \cdot \left(i_h \cdot R + L \frac{di_h}{dt} \right) \right] + \\ + (1 - \psi_3) \cdot \left[(1 - \psi_2) \cdot u_{C1} + i_h \cdot R + L \frac{di_h}{dt} \right] = u; \\ \psi_3 \cdot [i_{C1} - i_{C2} - \psi_1 \cdot i_h] + (1 - \psi_3) \cdot [i_{C1} - i_{C2} - (1 - \psi_2) \cdot i_h] = 0. \end{cases} \quad (4)$$

В результате разложения дифференциальных уравнений на активные и реактивные составляющие получается система из 6 уравнений. Эти уравнения были умножены на $\sin(\omega t)$ в случае активных составляющих и на $\cos(\omega t)$ в случае реактивных, и усреднены за период [2]. Результат записан в виде матрицы (5). Нахождение корней производилось с помощью метода Крамера.

$$\begin{vmatrix} U_{c1_a(1)} \\ U_{c2_a(1)} \\ I_{u_a(1)} \\ U_{c1_p(1)} \\ U_{c2_p(1)} \\ I_{u_p(1)} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} x & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ x & y & R \cdot (1-y) & 0 & 0 & \omega L \cdot (1-y) \\ 0 & 0 & -1 \cdot z & \omega C & -\omega C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \cdot x & -1 & 0 \\ 0 & 0 & \omega L \cdot (1-y) & -1 \cdot x & -1 \cdot y & -R \cdot (1-y) \\ \omega C & -\omega C & 0 & 0 & 0 & z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{a(1)} \\ U_{a(1)} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad (5)$$

где $x = 1 - \psi_2 \cdot (1 - \psi_3)$,

$y = \psi_3 \cdot (1 - \psi_1)$,

$z = 1 - \psi_2 - \psi_3 \cdot (1 - \psi_1 - \psi_2)$.

С учетом ортогональности векторов активной и реактивной составляющих, действующее значение первой гармоники тока нагрузки находится в соответствии с формулой (6) [1]. Напряжение нагрузки находится по закону Ома.

$$I_{u(1)} = \sqrt{I_{u_a(1)}^2 + I_{u_p(1)}^2} \quad (6)$$

При изменении M в (3) получается зависимость основной гармоники напряжения нагрузки от глубины модуляции. Регулировочная характеристика изображена на рисунке 4, где U^* – отношение действующего значения напряжения нагрузки к действующему значению питающего напряжения, о.е.

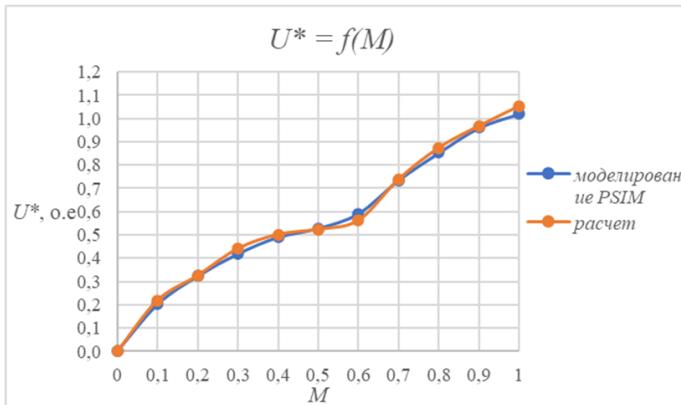


Рис. 4 – Сравнение регулировочных характеристик двухзонного регулятора переменного напряжения, полученных в результате моделирования и расчета

Расчет действующего значения первой гармоники тока нагрузки однофазного двухзонного регулятора переменного напряжения с помощью метода алгебраизации дифференциальных уравнений позволил получить регулировочную характеристику, которая совпала с зависимостью, полученной экспериментально.

Литература:

1. Удовиченко А. В. Регуляторы переменного напряжения с улучшенной электромагнитной совместимостью для электротехнических систем улучшения качества электрической энергии: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Новосибирск, 2013 – 170 с.
2. Зиновьев Г. С. Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров / Г.С. Зиновьев. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с.

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
ТОПОЛОГИИ SEPIC С КАСКАДОМ BUCK-BOOST
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В УСЛОВИЯХ НЕСТАБИЛЬНОГО
ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

3. Э. Балысников

**Новосибирский государственный технический университет,
г.Новосибирск, zedster555@gmail.com**

Научный руководитель: Баховцев И. А., к.т.н., доцент

В работе представлено сравнение двух топологий: SEPIC и каскадного buck-boost преобразователя в условиях нестабильного входного напряжения (аккумуляторная батарея). Получено качественное сравнение КПД, позволяющее осуществить выбор конкретного варианта преобразования энергии.

The work presents a comparison of two topologies: SEPIC and a cascade of buck-boost converters in conditions of unstable input voltage (battery). A qualitative comparison of efficiency is obtained, allowing to carry out a choice of a specific option of energy conversion.

Напряжение питания низковольтной цифровой техники (5 В; 3,3 В) определяется компромиссом между быстродействием и энергопотреблением. Снижение напряжения до 3,3 В позволило увеличить энергоэффективность и уменьшить рассеиваемую мощность [1], что критично для портативных устройств.

Часто входное напряжение источника нестабильно и может быть как выше, так и ниже требуемого выходного. Например, литиевая батарея

требует напряжение стабилизации 3,3 В при изменении напряжения от 4,2 В до 2,7 В [2].

В таких случаях вместо двухступенчатой стабилизации (Рисунок 2) или обратноходового преобразователя для маломощных применений эффективна топология SEPIC (Рисунок 1). Эта схема, модификация преобразователя Чука, содержит две катушки индуктивности и разделительный конденсатор [3]. Её ключевые преимущества: способность полностью отключать нагрузку, защита от короткого замыкания, непульсирующий входной ток, что снижает нагрузку на источник.

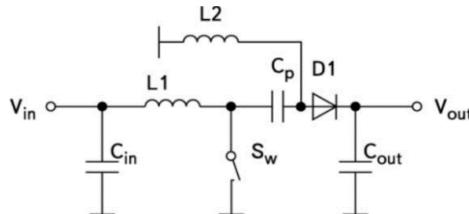


Рис. 1 – Топология SEPIC-преобразователя

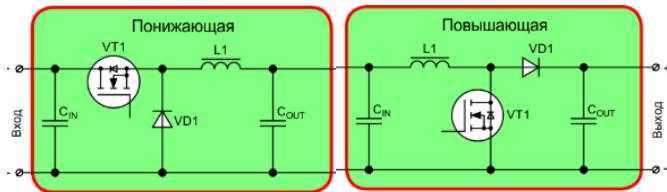


Рис. 2 – Топология каскадного Buck-Boost преобразователя

1. Анализ КПД SEPIC: входные данные отображены в Таблице 1.

Таблица 1 – Расчётные данные

Параметр	Входное напряжение (V_{in})	Выходное напряжение (V_{out})	Выходной ток (I_{out})	Выходная мощность (P_{out})	Частота коммутации
Величина	9 В	5 В	2 А	10 Вт	300 кГц

Ключи: N -канальные MOSFET с низким $R_{ds(on)}$

Диоды: Быстродействующие кремниевые.

Принцип работы: Одна ступень преобразования. Энергия передается на выход в течение обоих тактов работы ключа.

Основные потери:

1. Потери на ключевом *MOSFET*: потери на проводимость:

$$P = I_{rms}^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (1)$$

Ток через ключ в *SEPIC* пульсирующий и довольно высокий. Примем средний ток ключа $\sim 3,5$ А (с учетом формы тока), $R_{ds(on)} = 50$ мОм.

$$P = 3,5^2 \cdot 0,05 = 0,61 \text{ Вт} \quad (2)$$

Потери на переключение:

$$P_{sw} = \frac{U_{av} \cdot I_{rms} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{sw}}{2} \quad (3)$$

Примем время переключения 20 нс.

$$P_{sw} = \frac{9 \cdot 3,5 \cdot 40 \cdot 10^{-9} \cdot 300 \cdot 10^3}{2} \approx 0,19 \text{ Вт} \quad (4)$$

Итого потери на ключе: $\sim 0,8$ Вт.

2. Потери на диоде:

Потери на проводимость: U_{VD} -(прямое падение) для диода Шоттки $\sim 0,5$ В.

$$\begin{aligned} P_{VD} &= U_{VD} \cdot I_{av} \\ I_{av} &= I_{вых} = 2 \text{ А} \\ P_{VD} &= 0,5 \cdot 2 = 1 \text{ Вт} \end{aligned} \quad (5)$$

Это самые большие потери в схеме.

3. Потери в дросселях:

Потери на активном сопротивлении обмотки (*DCR*). Оба дросселя работают в режиме непрерывного тока. Примем суммарные потери $\sim 0,3$ Вт.

4. Прочие потери: (драйвер, конденсаторы) $\sim 0,1$ Вт.

Суммарные потери для *SEPIC*:

$$P_{\text{потеря}_{\Sigma}} = 0,1 + 1 + 0,8 + 0,3 = 2,2 \text{ Вт} \quad (6)$$

КПД *SEPIC*:

$$\eta_{sepic} = P_{вых} / (P_{вых} + P_{\text{потеря}_{\Sigma}}) = 10 / 12,2 \approx 82\% \quad (7)$$

Ранее был указан КПД в 90%, так как в современных схемах используют синхронное выпрямление (заменяют диод на второй *MOSFET* с низким *Rds(on)*). Это радикально снижает потери на диоде. Если заменить диод с потерями 1,0 Вт на *MOSFET* с потерями ~0,2 Вт, общие потери упадут до ~1,4 Вт, а КПД вырастет до $10 / 11,4 \approx 87,7\%$. С более качественными компонентами достижимы заявленные 88-92%.

2. Анализ КПД для каскада *Buck + Boost*

Режим работы:

Понижающий (*Buck*) преобразователь: 9 В \rightarrow ~3,7 В.

Повышающий (*Boost*) преобразователь: ~3,7 В \rightarrow 5 В.

Здесь КПД системы является произведением КПД каждой ступени:

$$\eta_{\sum} = \eta_{buck} + \eta_{boost} \quad (8)$$

Ступень *Buck* (9 В \rightarrow 3,7 В, $P_{\text{вых_buck}} = 7,4$ Вт):

Ключ: Ток высокий, но скважность (*Duty*) $\sim 0,6$. Потери аналогичны *SEPIC*, но форма тока лучше. Потери $\sim 0,7$ Вт.

Диод: Ток пульсирующий. Потери $\sim 0,6$ Вт (без синхронного выпрямления).

Дроссель: ~0,2 Вт.

Итого потери *Buck*: ~1,5 Вт.

КПД *Buck*: $7,4 / (7,4 + 1,5) \approx 83\%$.

Ступень *Boost* (3,7 В \rightarrow 5 В, $P_{\text{вых_boost}} = 10$ Вт):

Boost, в общем случае, используется для небольшого увеличения напряжения. *Duty cycle* мал ($\sim 0,3$), что приводит к пульсирующим токам.

Ключ: Ток очень высокий при малой скважности. Потери $\sim 0,9$ Вт.

Диод: Всегда проводит выходной ток 2А. Потери: $0,5$ В * 2А = 1,0 Вт.

Дроссель: ~0,3 Вт.

Итого потери *Boost*: ~2,2 Вт.

КПД *Boost*: $10 / (10 + 2,2) \approx 82\%$.

Суммарный КПД каскада: $\eta_{\sum} = 0,82 * 0,82 \approx 0,68$ или 68%

Синхронное выпрямление и здесь поможет, подняв КПД каждой ступени до ~90-95%. Тогда: $\eta_{\sum} \approx 0,9 * 0,95 \approx 0,86$ - 86 %.

Как можно заметить, даже с синхронным выпрямлением каскад будет уступать одиночному *SEPIC* из-за двойного набора потерь на переключение и проводимость. Итоговые численные значения занесены в Таблицу 3.

Таблица 3 – Сравнение КПД

Преобразователь	КПД с диодами (упрощённая схема)	КПД с синхронным выпрямлением (современная схема)
<i>SEPIC</i>	~82%	~ 90%
Каскад <i>Buck-Boost</i>	~68%	~ 86-88%

3. Заключение

Для питания нагрузки 5 В от входного напряжения 9 В *SEPIC*-преобразователь эффективнее по КПД в связи с тем, что использование одноступенчатого преобразования позволяет сократить число элементов, которые ток встречает на пути протекания. Каскад *buck-boost* неоправданно усложняет схему и создает двойные потери. Однако стоит отметить гибкость управления каскада. В общем случае мы имеем два независимых источника питания, со своими системами управления, что может пригодиться для питания нескольких нагрузок одновременно.

4. *SEPIC* - преобразователь в составе регулируемого электропривода
Преимущества:

SEPIC может выдавать напряжение как выше, так и ниже входного. Это его основное отличие от классических понижающего (*Buck*) или повышающего (*Boost*) преобразователей.

Следствие: Двигатель может работать в широком диапазоне скоростей независимо от колебаний напряжения источника питания (например, разряженный или заряженный аккумулятор).

В отличие от схемы с *Buck*-преобразователем, где при резком снижении скорости и рекуперации могут возникнуть проблемы с перенапряжением, *SEPIC* может плавно регулировать переходные процессы, когда напряжение на двигателе должно стать ниже напряжения шины.

Недостатки:

Более низкий КПД: По сравнению с *Buck* или *Boost* преобразователями, КПД *SEPIC* обычно на 2-5% ниже из-за большего количества компонентов, находящихся в силовой цепи (две катушки, разделительный конденсатор), что приводит к дополнительным потерям.

Более сложная схема и настройка: Наличие двух индуктивностей и разделительного конденсатора усложняет расчет и компенсацию цепи обратной связи. Выше стоимость и габариты:

Большее количество компонентов увеличивает стоимость, занимаемую площадь и объем.

Пульсации тока: Токи через обе катушки индуктивности имеют пульсирующий характер, что требует качественных входных и выходных фильтров.

Литература:

1. Преснухин Л. Н., Воробьев Н. В., Шишкевич А. А. Расчет элементов цифровых устройств: Учеб. пособие – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1991.
2. Baker R. J. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation: Third Edition, 2010
3. Эриксон Р., Максимович Д. Основы силовой электроники: Robert W. Ericson, Dragan Maksimović. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition, 2000, pp. 168-174.
4. Пятиренко А. Г., Нестюкина М. В. Проектирование импульсного DC/DC преобразователя с топологией SEPIC.

ОБЗОР АКТИВНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

И. Е. Баников, М. А. Загорулько

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, ilya.bannikov.02@mail.ru

Научный руководитель: Горбунов Р. Л., к.т.н.

В данной статье представлен обзор топологий активных корректоров коэффициента мощности (PFC). Рассмотрены вариации однофазных и трехфазных решений с различными принципами управления. Приведено сравнение по ключевым параметрам: коэффициенту мощности (PF), КПД, мощности преобразователя. Обоснованы области применения наиболее перспективных топологий в зависимости от мощности и требований к компактности и эффективности.

The article provides a topology overview of active power factor correctors (PFCs). Variations of single-phase and three-phase solutions with different control principles are considered. The comparison is based on key parameters: power factor (PF), efficiency, and converter power. The application fields of the most promising topologies are substantiated, depending on power and requirements for compactness and efficiency.

Современные системы электропитания, такие как серверы для центров обработки данных, зарядные устройства для электромобилей и промышленные источники питания, предъявляют все более высокие требования к эффективности, компактности и качеству потребляемой

электроэнергии. Основным звеном, связывающим переменную сеть с постоянной нагрузкой, являются AC-DC преобразователи. Традиционные выпрямители, выполненные по схеме диодного моста с выходным конденсатором, отличаются простотой и надежностью, однако обладают существенным недостатком: импульсный характер потребления тока приводит к высоким гармоническим искажениям входного тока (THDi) и низкому коэффициенту мощности. Это, в свою очередь, влечет за собой дополнительные потери в кабелях, трансформаторах и генераторах, а также может вызывать резонансные явления, сбои в работе защитной аппаратуры и искажение формы напряжения, особенно в сетях с высоким импедансом.

Международные стандарты, такие как IEEE 519-2014 и IEC 61000-3-2, устанавливают строгие ограничения на уровень гармоник и требуют повышения PF, что делает применение пассивных фильтров и неуправляемых выпрямителей всё менее целесообразным. В этой связи всё большее внимание уделяется управляемым выпрямителям с коррекцией коэффициента мощности.

Однофазные топологии.

Наиболее распространенной и популярной однофазной топологией является totem-pole PFC. В статье [1] разработан преобразователь мощностью 3 кВт, работающий в режиме непрерывного тока (CCM) и предельно непрерывного тока (CrCM). Оба режима обеспечивают эффективность более 99%, практически единичный коэффициент мощности и гармонические искажения тока менее 4%. Преимуществом режима CCM является более низкий пиковый ток и более простая система управления из-за постоянной частоты коммутации, а недостаток – высокие коммутационные потери. Использование GaN транзисторов позволяет использовать более высокую частоту коммутации в режиме CrCM, что значительно уменьшает размеры реактора и величину индуктивности (с 300 мГн до 100 мГн), а также уменьшаются динамические потери, за счет переключения при нулевом токе (ZVS). Такая топология подходит для источников питания небольшой мощности, обычно не более 3-5 кВт, где важны небольшие габариты преобразователя.

В работе [2] представлен totem-pole PFC с чередованием, мощностью 5 кВт. Он представляет собой обычный totem-pole, но с двумя реакторами и транзисторными стойками. Возможна работа в таких же режимах, что и в однофазном варианте. Импульсы управления для транзисторных стоек сдвинуты на 180 градусов. Такое решение позволяет уменьшить не только размеры реакторов PFC, но и размеры фильтра электромагнитных помех (EMI фильтр) за счет эффекта удвоения частоты. Авторы достигли

общей эффективности преобразователя в 98.7%, коэффициента мощности более 99% и гармонических искажений тока менее 5% в режиме ССМ. Преимущество данной топологии – в возможности создания более мощных и компактных преобразователей, что необходимо для серверных источников питания.

Трехуровневый flying capacitor PFC мощностью 3.3 кВт предложен в статье [3]. Преобразователь представляет собой измененную топологию totem-pole с четырьмя транзисторами в стойке и подключенным конденсатором между двумя верхними и двумя нижними транзисторами. Это позволяет использовать транзисторы с меньшим напряжением пробоя и улучшенными динамическими и статическими характеристиками, формировать три уровня напряжения на входе, и вдвое увеличивает эффективную частоту переключений, что значительно снижает размеры реактора и размеры выходного конденсатора. Авторы получили максимальный КПД в 97.6% с учетом потерь на EMI фильтре и выходном конденсаторе, PF близкий к единице и THDi менее 5%. Преимуществом является значительное уменьшение размеров, высокая плотность мощности (96 Вт/дюйм³) и незначительное увеличение эффективности (на 0.2%) по сравнению с totem-pole с чередованием. Проблема с зарядом конденсатора в начале работы требует дополнительных схемотехнических решений и более сложного алгоритма управления, а последовательное подключение транзисторов увеличивает статические потери. Данное решение отлично подходит для задач, где необходима высокая плотность мощности.

Трехфазные топологии.

В работе [4] разработан трехфазный трехуровневый PFC Т-типа мощностью 11 кВт. В отличие от двухуровневых топологий, применение этой схемы позволяет использовать транзисторы с меньшим напряжением пробоя, так как приложенное к ним напряжение уменьшается вдвое. Авторы достигают эффективность в 98.6%, практически единичный PF и гармонические искажения тока менее 4% при относительно небольших габаритах (27x35x5см). Преимущество данного решения – небольшие размеры EMI фильтра, низкий THDi и возможность работать в инверторном режиме. Такая топология подходит для промышленных источников питания и зарядных станций электромобилей.

Трехфазный трехуровневый PFC с модулями MISN (Modular Inductive Switching Network) мощностью 10 кВт предложен в статье [5]. Модуль MISN представляет собой несколько соединенных Н-мостов с буферными конденсаторами и выполняет роль корректора коэффициента мощности. Авторам удалось достичь высокой плотности мощности в 25

кВт/л и мощности в 99.2% за счет значительного уменьшения размеров пассивных компонентов. Преимущество такого преобразователя заключается в очень высокой плотности мощности и широком диапазоне выходного напряжения, что важно для зарядных станций электромобилей и для промышленного применения. Недостатком является огромное количество полупроводниковых элементов, что значительно повышает стоимость и понижает надежность преобразователя.

В таблице 1 представлено сравнение характеристик однофазных и трехфазных корректоров коэффициента мощности. КПД преобразователей сильно зависит от допущений, принятых авторами, так в статье [1] не учитывались потери от EMI фильтра и выходного конденсатора, в то время как в работе [2] они учитываются.

Таблица 1 – Сравнение характеристик

Топология	Мощность, кВт	КПД, %	THDi, %	Габариты, см ³
Totem-pole	3	99.5	< 4	-
Totem-pole с чередованием	5	98.7	< 5	22x17x6
3LFC	3.3	97.6	< 5	19x7x4
Т-типа	11	98.6	< 4	27x35x5
MISN	10	99.2	-	13x13x2.4

В работе представлен обзор и сравнение различных топологий PFC. Трехфазные решения подходят для приложений, где важна высокая мощность и нет значительных ограничений по габариту. Однофазные — для источников питания небольшой мощности, но с ограниченными размерами и с высокой эффективностью.

Литература:

1. Song Ch., Li H. Evaluation of Efficiency and Power Factor in 3-kW GaN-Based CCM/CRM Totem-Pole PFC Converters for Data Center Application // 11th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia May 22 - 25 2023: Proceedings. – Jeju, Korea, 2023. – P. 2663-2668
2. 5kW Interleaved Totem Pole PFC featuring 650 V EiceDRIVER™1ED21271S65F with OCP and 650 V CoolSiC™ MOSFET / Ed. by Infineon Technologies AG. – Munich, Germany: Infineon Technologies AG, 2025. – 63 p.
3. 400 V SiC MOSFET Unlocks New Efficiency and Power Density Ranges for Server and AI Power Supply Solutions / Ow. Song, D, Meneses, R.

Siemieniec, A. Rossi, M.-Al. Kutschak, S. Jagannath // PCIM Asia Shanghai Conference 24 – 26 September 2025: Proceedings. – Shanghai, China, 2025. – P. 2-11.

4. Riccardo R., Le K. 11-kW, Bidirectional Three-Phase Three-Level (T-type) Inverter and PFC Reference Design / Texas Instruments. – Dallas, Texas, 2018. – 75 p.

5. Zhao W., Wu X. 25kW/L 99.2% Efficiency Wide Output Three-phase PFC based on Modular Inductive Switching Network // PCIM Asia Shanghai Conference 24 – 26 September 2025: Proceedings. – Shanghai, China, 2025. – P. 301-307

ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ LLC-ТИПА ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ

М. А. Загорулько, И. Е. Банников

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, i@maximzagorulko.ru

Научный руководитель: Горбунов Р. Л., к.т.н.

Рассматривается проблема повышения максимальной мощности преобразователей LLC-типа. Максимальной считается мощность, которую способен поддерживать преобразователь без перегрузки его компонентов (транзисторов, трансформаторов и т.д.). Для этого функциональные узлы схемы дублируют и по-разному соединяют между собой. Это приводит к изменению результирующей передаточной характеристики преобразователя. В работе предлагается метод эквивалентирования элементов резонансного звена преобразователя для сохранения исходной передаточной характеристики системы.

The problem of increasing the maximum output power of LLC-type converters is considered. The maximum power is defined as the highest power level that the converter can deliver without overloading its components (transistors, transformers, etc.). To achieve this, functional circuit blocks are duplicated and interconnected in various configurations, which alters the resulting transfer characteristic of the converter. This paper proposes a method for equivalent transformation of the resonant tank elements to preserve the original system's transfer characteristic.

Принципиальная схема исходного двух-мостового LLC-преобразователя показана на рисунке 1. Это классическая схема DC-DC преобразователя LLC-типа. При повышении мощности в такой схеме в полупроводниковых элементах и трансформаторе выделяется большая мощность, что приводит к нагреву и выходу приборов из рабочего температурного режима.

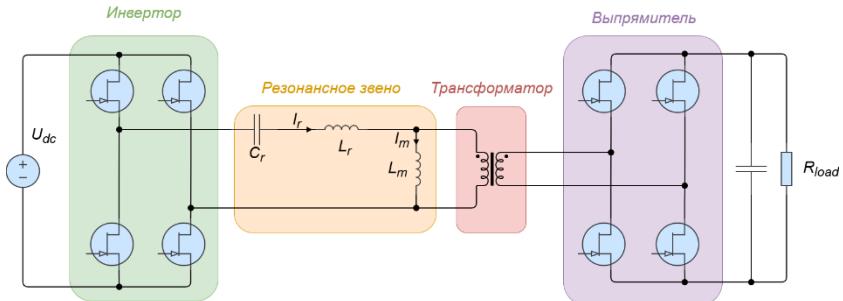


Рис.1 – Схема двух-мостового LLC-преобразователя

Как способ решения этой проблемы, отдельные узлы схемы или схему целиком соединяют по-разному между собой, что позволяет распределить нагрузку и получить большую итоговую мощность преобразователя. Один из распространенных способов повышения мощности — соединение трансформаторов последовательно по входу и параллельно по выходу [1]. Это позволяет разделить большое входное напряжение в первичной части преобразователя и большой выходной ток в вторичной части, если преобразователь понижающий. Аналогично, но обратно принцип работает для повышающего преобразователя.

В данной работе будут рассмотрены следующие схемы: однофазная схема с двумя (к) последовательно соединенными трансформаторами (рисунок 2), двух- (n-) фазная схема (рисунок 3), комбинированная схема (рисунок 4).

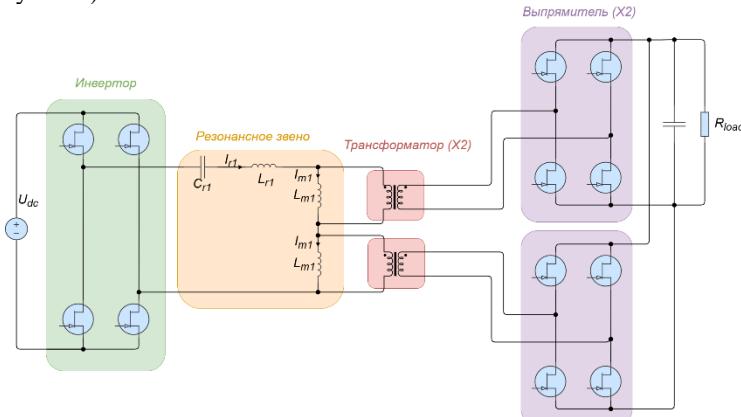


Рис.2 — Однофазная схема с двумя последовательно соединенными трансформаторами

LLC-преобразователь (Х2)

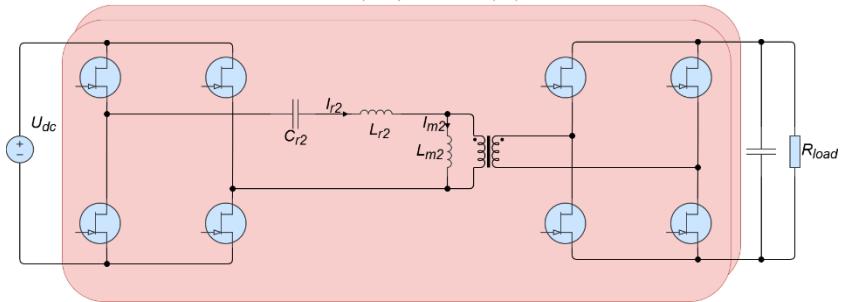


Рис.3 — Двухфазная схема

LLC-преобразователь с двумя трансформаторами (Х2)

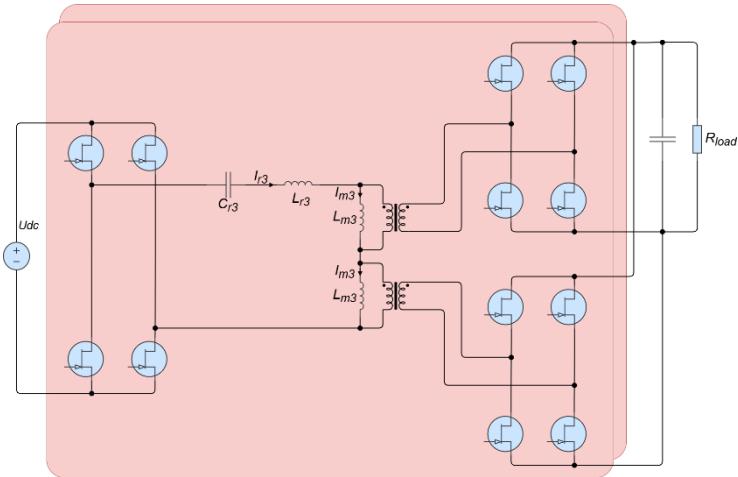


Рис.4 — Комбинированная схема

Для каждой схемы возможно получить схемы замещения для аппроксимации первой гармоникой [2]. За основу взята схема замещения для исходного, которая показана на рисунке 5.

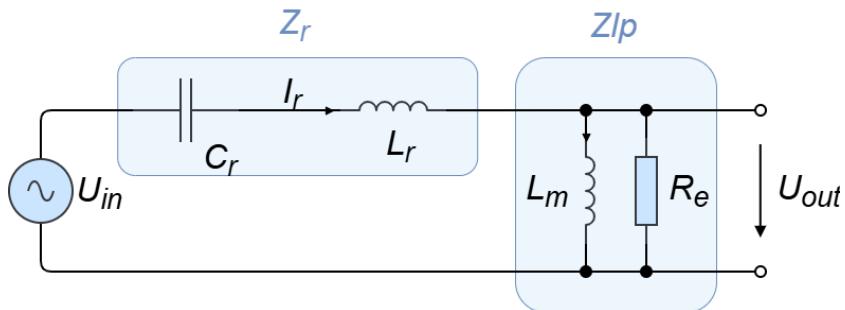


Рис.5 — Схема замещения для аппроксимации первой гармоникой.

Для того чтобы, передаточные характеристики схем имели вид, как для исходной схемы, входной импеданс (Z_r) и выходной импеданс (Z_{lp}) для новой схемы должны равны значениям для исходной схемы. Исходя из этого, были построены схемы замещение для каждой схемы преобразователя и получены коэффициенты пересчёта для элементов резонансного звена (L_r , C_r , L_m). Значение этих коэффициентов получены и приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Коэффициенты пересчёта

	однофазная схема с (k) последовательно соединенными трансформаторами	n-фазная схема	комбинированная схема
K_{L_m}	$\frac{1}{k}$	n	$\frac{n}{k}$
K_{L_r}	1	n	n
K_{C_r}	1	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$

Умножение каждого значения элемента исходной схемы на коэффициент из таблицы даёт новое значение для каждой схемы.

Пример:

в исходной схеме: $L_{m1} = 10 \text{ мкГн}$,

тогда для однофазной схемы с двумя последовательно соединенными трансформаторами:

$$L_{m2} = L_{m1} \cdot \frac{1}{k} = 10 \text{ мГн} \cdot \frac{1}{2} = 5 \text{ мкГн} ,$$

для двухфазной схемы (n=2):

$$L_{m3} = L_{m1} \cdot n = 10 \text{ мГн} \cdot 2 = 20 \text{ мкГн} ,$$

для комбинированной схемы:

$$L_{m4} = L_{m1} \cdot \frac{n}{k} = 10 \text{ мГн} \cdot \frac{2}{2} = 10 \text{ мкГн} .$$

Аналогично для других коэффициентов.

Результаты подтверждены компьютерным моделированием. Нормированное среднее отклонение не превышает 0,5 % для каждой схемы. Данный способ эквивалентирования передаточных характеристик можно считать рабочим и применимым для схем, полученных похожим принципом.

Литература:

1. Chen W., Ruan X., Yan H., Tse C. K. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24, № 6. – P. 1463–1473
2. Breidenstein D., Blamberger L., Duerbaum T. Analysis of LLC Converters in ISOP-Systems with Iterative First Harmonic Approximation // PCIM Conference 2025, 6–8 May 2025, Nuremberg: Proceedings. – Berlin: VDE Verlag GmbH, 2025. – P. 2221–2228.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ Т-ОБРАЗНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ: ОБЗОР МЕТОДОВ И ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА

Д. В. Захаров

Новосибирский государственный технический университет

г. Новосибирск, dmitriy zakharov2001@mail.ru

Научный руководитель: Александров И. В., к.т.н.

В работе рассматривается задача идентификации параметров Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя. Проведен обзор традиционных методов: холостого хода и короткого замыкания, импульсных методов и метода ступенчатого отклика. В качестве альтернативного подхода предложено использование генетического алгоритма. Приведены результаты тестового моделирования на примере RL-цепи, демонстрирующие высокую эффективность метода при использовании взвешенной ошибки, учитывающей как ток, так и его производную. Показано, что оптимальное соотношение весовых коэффициентов позволяет достичь ошибки идентификации менее 1.1%.

This paper addresses the problem of identifying the parameters of a T-equivalent circuit of an induction motor. A review of traditional methods is conducted, including no-load and short-circuit tests, pulse methods, and the step response method. As an alternative approach, the use of a genetic algorithm is proposed. The results of test simulations using an RL circuit are presented, demonstrating the high efficiency of the method when using a weighted error that accounts for both current and its derivative. It is shown that an optimal ratio of weighting coefficients enables achieving an identification error of less than 1.1%.

Качественное управление асинхронным двигателем (АД) требует точного знания параметров его Т-образной схемы замещения, включающей активные сопротивления и индуктивности обмоток статора и ротора, а также взаимную индуктивность [1]. Однако эти параметры изменяются в процессе эксплуатации под влиянием температурных эффектов и магнитного насыщения [2], что обуславливает актуальность разработки эффективных методов их идентификации.

1. Обзор методов идентификации параметров

Классические экспериментальные методы, такие как метод холостого хода и короткого замыкания [3], основаны на стандартизованных процедурах. Опыт холостого хода позволяет определить параметры ветви намагничивания, а опыт короткого замыкания – индуктивные сопротивления рассеяния. Преимущества метода – физическая наглядность и стандартизированность, однако точность ограничена допущениями (например, о равенстве индуктивных

сопротивлений рассеяния статора и ротора) и необходимостью механической фиксации вала.

Современные методы анализа переходных процессов (импульсные методы, метод ступенчатого отклика [4-5]) предполагают подачу на остановленный двигатель несинусоидального воздействия с последующей регистрацией переходной характеристики тока. Эти методы позволяют точно определить индуктивности рассеяния без упрощающих допущений, но требуют применения высокоскоростной системы сбора данных и сложной математической обработки.

Генетический алгоритм (ГА) представляет собой эволюционный метод оптимизации, особенно эффективный для решения задач параметрической идентификации нелинейных систем [6]. Его применение для определения параметров Т-образной схемы обусловлено устойчивостью к локальным минимумам, возможностью учета нескольких критериев качества, гибкостью в формировании целевой функции и отсутствием требования к вычислению градиентов.

2. Моделирование и верификация подхода на RL-цепи

Для проверки эффективности генетического алгоритма был проведен предварительный эксперимент по идентификации параметров простой RL-цепи, являющейся базовым элементом схемы замещения асинхронного двигателя. Моделирование выполнялось в среде MATLAB/Simulink. Структурная схема модели представлена на рисунке 1, где R и L - идентифицируемые параметры.

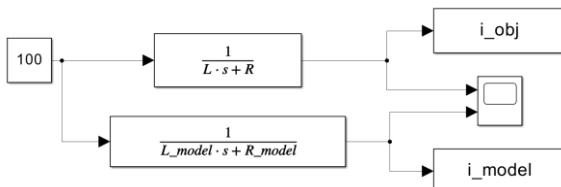


Рис. 1 – Схема модели RL-цепочки в Simulink

Эксперимент по идентификации параметров был построен на сравнении двух моделей RL-цепи, работающих параллельно. Первая модель, условно называемая «объектом», имела фиксированные параметры R и L , значения которых считались неизвестными и подлежащими определению. Вторая модель, «идентификатор», имела регулируемые параметры R_{model} и L_{model} , которые можно было изменять в процессе работы алгоритма.

Генетический алгоритм использовался в качестве адаптивного механизма настройки, который, путем минимизации целевой функции,

подбирал значения R_{model} и L_{model} таким образом, чтобы выходной ток идентификатора максимально точно соответствовал току объекта. Целевая функция рассчитывалась на основе сравнения не только амплитудных значений, но и динамических характеристик переходного процесса, что обеспечивало сходимость токов как по установленвшемуся значению, так и по форме кривой.

В качестве целевой функции генетического алгоритма использовалось взвешенное соотношение:

$$f = \alpha * BasicError + \beta * DerivativeError$$

где $BasicError$ – интегральная ошибка по току, $DerivativeError$ – интегральная ошибка по производной тока, α, β – весовые коэффициенты ($\alpha + \beta = 1$)

Было проведено несколько серий моделирований с различными соотношениями весовых коэффициентов. В моделировании №1 ($\alpha=1, \beta=0$) использовалась только базовая ошибка по току. Как показано на рисунке 2, результаты оказались неудовлетворительными: минимальная ошибка составила 13%, а графики тока объекта и модели демонстрируют значительное расхождение. Это свидетельствует о недостаточности использования только интегральной ошибки по току для точной идентификации параметров.

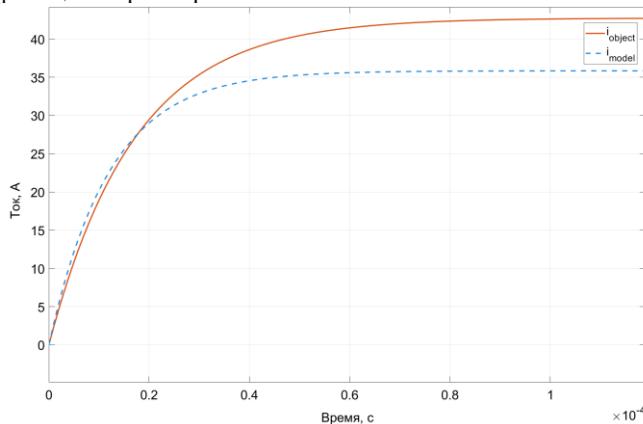


Рис. 2 – Графики токов модели и объекта при $\alpha=1, \beta=0$

Анализ результатов последующих моделирований показал, что с увеличением веса производной точность идентификации индуктивности L возрастает. Наилучший результат достигнут при $\alpha=0,3, \beta=0,7$, где

минимальная ошибка составила 1,1%. На рисунке 3 представлены графики токов, демонстрирующие практически полное визуальное совпадение переходных процессов модели и объекта. Динамика уменьшения ошибки в процессе эволюции поколений показана на рисунке 4.

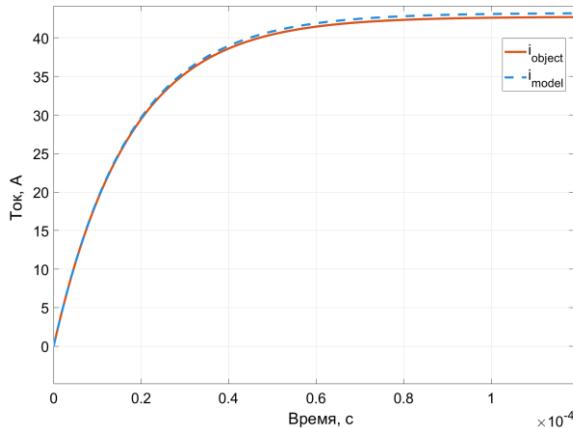


Рис. 3 – Графики токов модели и объекта при $\alpha=0,3$, $\beta=0,7$

Best: 0.0112385 Mean: 0.0393295

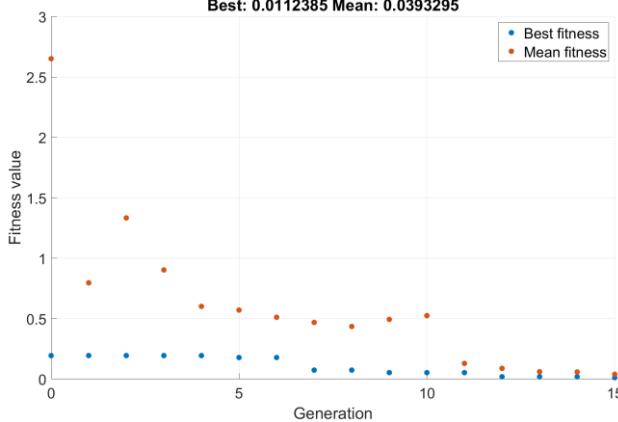


Рис. 4 – График уменьшения ошибки

При дальнейшем моделировании ($\alpha = 0,2$, $\beta = 0,8$) было отмечено уменьшение формальной ошибки до 0,998%, однако визуальное соответствие графиков ухудшилось. Это указывает на важность оптимального баланса между весовыми коэффициентами и необходимость их экспериментального подбора для конкретной задачи.

Как показывает таблица 1, предложенный метод с весовыми коэффициентами $\alpha=0,3$, $\beta=0,7$ обеспечивает высокую точность идентификации всех параметров цепи.

Таблица 1. Сравнение идентифицированных и реальных параметров

Параметр	Объект	Модель	Погрешность
R, Ом	2,50	2,48	0,8%
L, Гн	0,100	0,101	1,0%

3. Заключение

Проведенное исследование демонстрирует перспективность применения генетического алгоритма для решения задачи параметрической идентификации Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя. В отличие от традиционных методов, ограниченных допущениями и экспериментальными сложностями, генетический алгоритм обладает способностью к глобальной оптимизации и гибкостью в формировании критериев качества. Тестовое моделирование на RL-цепи подтвердило, что использование взвешенной ошибки по току и его производной позволяет достичь высокой точности идентификации.

Литература:

1. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. – Иваново, 2008. – 298 с.
2. Кононенко Е. В. и др. Учет влияния насыщения на параметры синхронных реактивных двигателей // Известия Томского политехнического института. – 1966. – Т. 160.
3. Милык В. И., Полякова Н. В. Анализ гармонического состава переменного магнитного поля... // Електротехніка. – 2013.
4. Определение параметров двигателя постоянного тока на моделях: метод. указания... – Балаково, 2009.
5. Лавринович А. В., Мытников А. В. Разработка технологии контроля состояния обмоток электродвигателей... // Труды конференции «Энергетика: эффективность, надежность, безопасность». – Томск, 2017. – С. 145-148.
6. Глазырин А. С. Способы и алгоритмы эффективной оценки переменных состояния и параметров асинхронных двигателей...: дис. ... д-ра техн. наук. – Томск, 2016. – 376 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕГО DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОВМЕСТНО С ВЕТРОГЕНЕРАТОРОМ

С. А Мурзинов

Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, cemen.murzinov@gmail.com

В работе представлено применение стабилизирующего DC-DC преобразователя в ветрогенераторе. А также описание схемы и структуры преобразователя, его преимущества и недостатки, требования к компонентной базе.

The paper describes the application of a stabilizing DC-DC converter in a wind turbine. As well as a description of the circuit and structure of the converter, its advantages and disadvantages, and the requirements for the component base.

Ветроэнергетика является одним из перспективных направлений возобновляемой энергетики. Однако электрическая энергия, вырабатываемая ветрогенератором (ВГ), обладает существенным недостатком — нестабильностью [1]. Напряжение и мощность на выходе генератора напрямую зависят от скорости ветра, которая является случайной величиной. Эта нестабильность делает невозможным прямое подключение нагрузки, требующей стабильного напряжения.

Для решения этой проблемы ключевым элементом системы становится стабилизирующий полномостовой DC-DC преобразователь (рис. 1). Его основная задача — преобразовать нестабильное входное напряжение от ветрогенератора в стабилизированное выходное напряжение, необходимое для потребителя или последующих каскадов системы.

При воздействии ветра, энергия от вращения лопастей передается на генератор, который уже создает переменное напряжение, которое можно впоследствии выпрямить [2]. Но даже так напряжение нестабильно и будет зависеть от скорости ветра. А для аккумуляторов важно стабильное и постоянное напряжение. Если не стабилизировать напряжение, то аккумулятор быстрее изнашивается, уменьшается КПД (на 1-2% при малых пульсациях, >10% при больших [3]), а при слишком большом напряжении может выйти из строя. Чтобы этого не произошло, используется стабилизирующий DC-DC преобразователь. Когда напряжение от ветрогенератора выше, чем необходимо, то DC-DC уменьшает напряжение до необходимого, увеличивая ток. И наоборот, когда напряжение меньше необходимого, то за счет тока напряжение доводится до необходимого значения [4].

Данная топология преобразователя заслуживает рассмотрения в будущих научных работах. Он состоит из синфазного фильтра для подавления шумов. Затем идут переключатели, которые обеспечивают плавный пуск и ограничивают пусковой ток. И после этого уже идет сам DC-DC преобразователь с гальванической развязкой на 4 транзисторах. Транзисторы управляются ШИМ-контроллером. Трансформатор содержит снабберную цепь, которая гасит индуктивные выбросы напряжения, возникающие при коммутации силовых полупроводников, в том числе в первичной обмотке трансформатора. На выходе стоит конденсатор для сглаживания пульсаций.

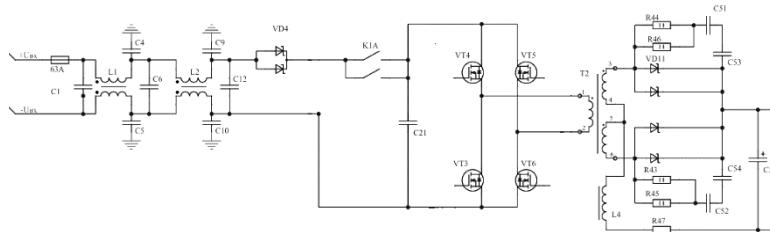


Рис. 1 – Схема стабилизирующего преобразователя

В процессе разработки преобразователя, построенного по данной схеме инженеры должны решить ряд вопросов, которые включают в себя: подбор элементов, которые бы выдерживали рабочие токи и напряжения(обычно берут с запасом в 1.5-2 раза), проектирование охлаждения, обеспечения заданных требований к пульсациям выходного напряжения, проектирование помехоподавляющих фильтров(например синфазный фильтр), обеспечение безударного пуска всей системы с данным преобразователем в ее основе.

Преимуществом данной схемы является большая мощность (от 500 Вт до 10 кВт и выше) и гальваническая развязка. В качестве основного недостатка следует отметить использование значительно большего числа силовых транзисторных модулей и более низкие массогабаритные показатели в сравнении с бестрансформаторными схемами [5].

Таким образом, стабилизирующий DC-DC преобразователь является необходимым звеном в системе ветрогенератора, решающим ключевую проблему нестабильности выходного напряжения. Он обеспечивает стабилизацию напряжения для безопасной зарядки аккумуляторов и питания потребителей, повышая надёжность и КПД системы. Несмотря на такие недостатки, как сложность конструкции и большие массогабаритные показатели, его преимущества — гальваническая

развязка и способность работать с большой мощностью — делают его применение целесообразным. Успешная реализация преобразователя требует тщательного выбора компонентов с запасом, проектирования эффективного охлаждения и фильтрации для минимизации пульсаций.

Литература:

1. Ветрогенераторы: преимущества и недостатки [Электронный ресурс] // CyberLeninka. — URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vetrogeneratory-preimushchestva-i-nedostatki/viewer> (дата обращения: 05.11.2025).
2. Так устроен ветрогенератор? [Электронный ресурс] // ЭнергоСоюз. — URL: <https://energo-souz.ru/articles/kak-ustroen-vetrogenerator/?ysclid=mhm50v1dyu326026123> (дата обращения: 05.11.2025).
3. Learn about batteries [Электронный ресурс] // Battery University. — URL: <https://batteryuniversity.com/articles> (дата обращения: 05.11.2025).
4. Мохан Н., Унделанд Т. М., Роббинс У. П. Силовая электроника: преобразователи, применение и проектирование: пер. с англ. / Н. Мохан, Т. М. Унделанд, У. П. Роббинс. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 704 с. – ISBN 978-5-8459-1165-6.
5. Определение параметров высокочастотного трансформатора обратимого преобразователя постоянного напряжения транспортного назначения [Электронный ресурс] // Science Education. - URL: <https://science-education.ru/article/view?id=15779> (дата обращения: 05.11.2025).

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ И ЗАЩИТЫ СИЛОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ЭНЕРГИИ

Н. А. Парвоин

**Сибирский государственный университет телекоммуникаций
и информатики,
г. Новосибирск, xxfalmerxx@mail.ru**

В связи с ограниченностью материальных и финансовых ресурсов, энергетическая отрасль вынуждена пересматривать подходы к обслуживанию высоковольтного оборудования. Вместо традиционных регламентных ремонтов, направленных на профилактику, теперь предпочтения отдаются ремонту по фактическому состоянию. Для решения этой задачи используется автоматизированная интеллектуальная система компьютерного контроля

диагностики состояния оборудования. Благодаря широкому набору датчиков система способна выявлять деструктивные процессы на ранних стадиях и прогнозировать их с помощью многопараметрической диагностики. Этот метод анализирует изменения различных параметров оборудования во времени и позволяет оценить его общее состояние. Благодаря интеллектуальной обработки данных, система может даже предсказать, какое состояния у оборудования будет через определенное количество времени.

Due to the limited material and financial resources, the energy industry is forced to revise approaches to the maintenance of high-voltage equipment. Instead of traditional routine repairs aimed at prevention, now preferences are given to repairs by actual condition. To solve this problem, an automated intelligent computer monitoring system for diagnosing the state of equipment is used. Thanks to a wide range of sensors, the system is able to detect destructive processes in the early stages and predict them using multivariable diagnostics. This method analyzes the changes in various parameters of the equipment over time and allows you to assess its general condition. Thanks to intelligent data processing, the system can even predict what state the equipment will have after a certain amount of time.

Современная силовая электроника является ключевым элементом современных систем автоматизации, обеспечивая эффективное и безопасное преобразование электроэнергии. Усложнение этих систем, вызвано из-за интеграции сложных компонентов. Новыми схемотехническими решениями и использование микропроцессорного управления, все из этого повышает требования к диагностике, которая служит для защиты и надежности оборудования. Методы контроля релейной логики уже не способны обеспечить своевременное обнаружение сложных и многофакторных неисправностей, возникающих в современных системах силовой электроники. Были найдены направления для их дальнейшего совершенствования с учетом современных требований, которые относятся к надежности и адаптивности в различных промышленных приложениях.

Для проведения исследования был использован силовой инвертор. Он был оснащен большим количеством датчиков, они отслеживали изменения нагрузки, температуры и электрических характеристик узлов. Эта интеллектуальная система обрабатывала и анализировала эти данные с помощью машинного обучения. Основная задача системы заключалась в обнаружении необычных ситуаций и предсказании выхода инвертора из строя. Благодаря методам классификации и регрессии определялась вероятность возникновения неисправностей, а также способы противостояния им и настройки защиты от них [1]. В процессе проведения экспериментов были вызваны различные поломки, например, короткое замыкание, износ и перегрев транзисторов.

После проведения экспериментов система показала отличный результат. Она успешно предсказывала появление дефектов, обнаруживала ранние признаки вроде локального перегрева и аномальных импульсов. Испытания показали, что интеллектуальная система диагностики работает превосходно. Она с высокой точностью (92-95%) обнаруживает аварийные ситуации, еще определяет износ компонентов. Благодаря мгновенной реакции (20-30 мс), система предотвращает повреждения от коротких замыканий. Анализ данных и учет истории работы устройства снижают число ложных срабатываний на 30-40% по сравнению с традиционными методами. Также увеличивается срок службы оборудования на 15 %

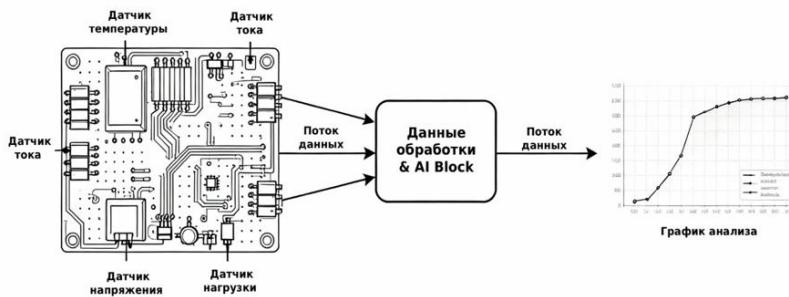


Рис.1 – Схема прототипа силового инвертора

Согласно результатам исследования, интеллектуальные системы предоставляют значительное преимущество, позволяя не только обнаруживать аварии, но и предугадывать развитие неисправности на ранних стадиях, когда они доходят до критического состояния [2].

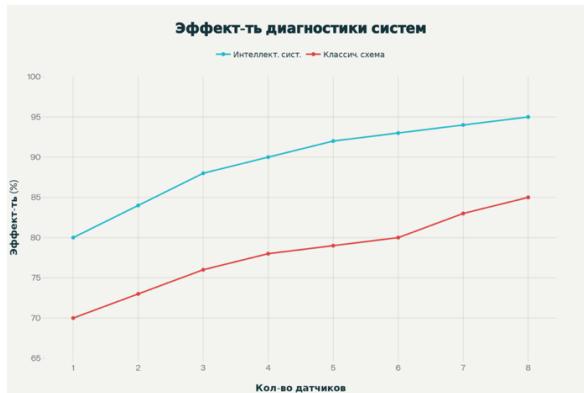


Рис.2 – График эффективности систем

Важным достоинством предложенных решений является их гибкость и возможность адаптации. Программно-аппаратный комплекс может быть адаптирован для диагностики различных типов силовых преобразователей, такие как однофазные, трехфазные и многозональные системы. Использования облачных платформ и реализации межмашинного обмена данными открывает перспективы для создания распределенных интеллектуальных систем мониторинга на промышленных предприятиях.

Однако, остаются актуальными вопросы, связанные с требованиями к качеству входных данных, помехоустойчивостью сенсорных систем, а также обеспечения информационной безопасности при реализации дистанционного управления и анализа. Необходимо продолжать работу над повышением надежности искусственного интеллекта, особенно в части минимизации ложных срабатываний при возникновении новых, ранее не встречавшихся аварийных сценариев.

Теоретические и экспериментальные исследования подтвердили высокую степень эффективности интеллектуальных систем, предназначенных для диагностики и защиты в области силовой электроники. Интеграция технологий машинного обучения демонстрирует значительное улучшение показателей надежности оборудования. Это обусловлено возможностью раннего выявления и прогнозированию потенциальных неисправностей, минимизации ложных срабатываний защитных механизмов и продлению эксплуатационного срока устройств. Перспективные направления дальнейшей разработки включают самообучающиеся алгоритмы, которые способны адаптироваться к различным типам оборудования и

условия эксплуатации. Масштабирование средств удаленного мониторинга на базе интернет вещей (IoT), повышение устойчивости сенсорных систем к электромагнитным помехам, а также обеспечение конфиденциальности и целостности данных. Результаты этого исследования могут быть использованы для создания нового поколения силовых установок, отличающихся повышенной надежностью и безопасностью, применяемых в энергетике, транспортной отрасли, автоматизированных производственных комплексах и других секторах.

Литература:

1. Пулюянович Н. К. Силовая электроника: учебное пособие. Таганрог – Изд-во.: ТРТУ, 2005. – 204 с.
2. Вермееев А. А., Митрофанов С. В., Сташкевич А. С. Эксплуатационный контроль и техническая диагностика электрооборудования / Оренбургский государственный университет – Оренбург, ОГУ, 2017 – 131 с.

СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ГАЛЬВАНИЧЕСКИ РАЗВЯЗАННОГО DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Д. Е. Смирнов

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, d.e.smirnov.2022@stud.nstu.ru

Научный руководитель: Горбунов Р. Л., к.т.н., доцент

В работе решается задача разработки гальванически изолированного DC/DC преобразователя, обеспечивающего работу в широком диапазоне входных напряжений и имеющего высокий коэффициент полезного действия.

The paper addresses the problem of developing a galvanically isolated DC/DC converter that provides operation in a wide range of input voltages and has a high efficiency.

Введение. В современных системах электропитания, используемых в электротранспорте, телекоммуникационных системах, серверах и центрах обработки данных, требуется использование качественных преобразователей постоянного напряжения, к параметрам которых предъявляются жёсткие требования. В частности, существует потребность в гальванически развязанных DC/DC преобразователях, способных работать с высоким диапазоном входных напряжений, обеспечивая высокую эффективность.

Одним из примеров является использование DC/DC преобразователя в системах бортового питания электромобилей, когда входное напряжение, поступающее с аккумулятора и изменяющееся в пределах от 500 до 1500 В, необходимо понижать до фиксированных 48 В. Аналогичная потребность существует и в системах бесперебойного питания компьютерного оборудования, в которых изменяющееся напряжение аккумулятора ИБП необходимо понижать для питания низковольтной нагрузки.

Цель данной работы заключается в анализе существующих решений гальванически развязанных DC/DC преобразователей, способных работать с коэффициентом передачи по напряжению, изменяющемуся в широком диапазоне, и синтезе собственной топологии, удовлетворяющей следующим требованиям:

- 1) широкий диапазон входного напряжения: 500 – 1500 В;
- 2) стабильное выходное напряжение: 48 В;
- 3) номинальная мощность: 3 кВт;
- 4) наличие гальванической развязки;
- 5) высокий КПД: целевой показатель >95%;
- 6) высокая удельная мощность.

Основная часть. В первой части доклада произведена классификация рассмотренных преобразователей. Из-за большого разнообразия устройств не существует единого способа их систематизации, поэтому была использована собственная система. Как отдельные группы были выделены: классические *LLC* [1]; *Buck-boost LLC* [2], у которых регулятор и *LLC* интегрированы в единую топологию; *IPOS* и/или *Partial power processing* [3-7], в которых присутствует последовательное или параллельное соединение нескольких звеньев для распределения передачи энергии; различные модификации *LLC* [8-10]. В рамках каждой выделенной группы проведен анализ электрических схем, сфокусированный на их применимости в условиях широкого диапазона входных напряжений. Результаты систематизированы в сравнительной таблице. Для каждой группы топологий выделены ключевые преимущества, фундаментальные ограничения и конструктивные нюансы, влияющие на итоговую эффективность.

Во второй части доклада на основе выявленных достоинств и недостатков рассмотренных топологий была синтезирована новая схема (Рисунок 1). Её архитектура разработана с целью объединения преимуществ предложенных другими исследователями схем. Представлено обоснование выбора структуры, принципа работы и алгоритма управления, обеспечивающих стабильную работу во всём

диапазоне входных напряжений и широком диапазоне мощности нагрузки.

Выводы. По результатам сравнительного анализа выявлены достоинства и недостатки существующих топологий DC/DC преобразователей с широким диапазоном входного напряжения, а также приведены основные преимущества и область применения синтезированной топологии. Определены перспективы для дальнейших исследований, включая создание макета и проведение натурных экспериментов.

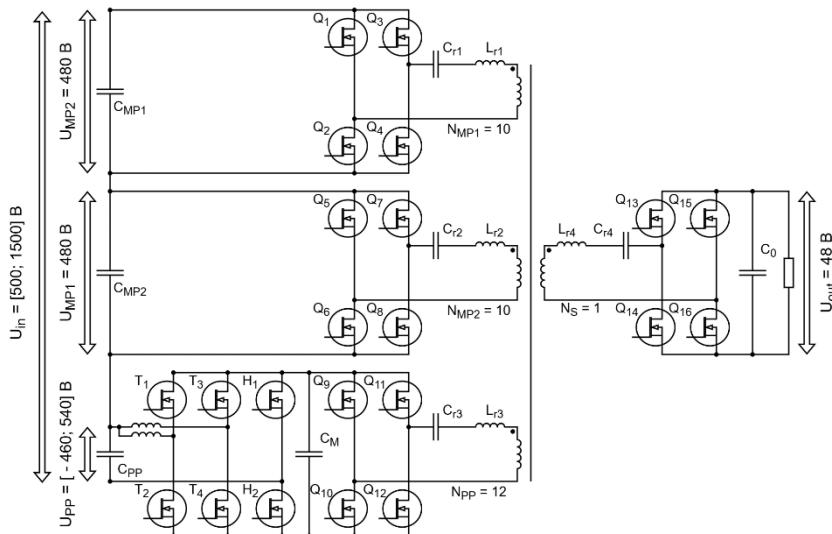


Рис. 1 – Синтезированная топология DC/DC преобразователя

Литература:

1. Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers / J. Deng, S. Li, S. Hu, C. C. Mi and R. Ma // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2014. – Vol. 63, iss. 4. – P. 1581-1592. – doi: 10.1109/TVT.2013.2287379.
2. A Two-Stage Buck-Boost Integrated LLC Converter with Extended ZVS Range and Reduced Conduction Loss for High-Frequency and High-Efficiency Applications / Q. Liu, Q. Qian, B. Ren, S. Xu, W. Sun and L. Yang // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2021. – Vol. 9, iss. 1. – P. 727-743. – doi: 10.1109/JESTPE.2019.2956240.
3. A Two-Stage DC-DC Isolated Converter for Battery-Charging Applications / N. Zanatta, T. Caldognetto, D. Biadene, G. Spiazzi and P.

Mattavelli // IEEE Open Journal of Power Electronics. – 2023. – Vol. 4. – P. 343-356. – doi: 10.1109/OJPEL.2023.3271227.

4. An Input-Series-Output-Parallel Converter System Exhibiting Natural Input-Voltage Sharing and Output-Current Sharing / F. Liu, G. Zhou, X. Ruan, S. Ji, Q. Zhao and X. Zhang // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2021. – Vol. 68, iss. 2. – P. 1166-1177. – doi: 10.1109/TIE.2020.2967669.

5. Design and Implementation of an 18-kW 500-kHz 98.8% Efficiency High-Density Battery Charger with Partial Power Processing / Y. Cao, M. Ngo, N. Yan, D. Dong, R. Burgos and A. Ismail // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2022. – Vol. 10, iss. 6. – P. 7963-7975. – doi: 10.1109/JESTPE.2021.3108717.

6. High-Efficiency High-Density MHz Cellular DC/DC Converter for On-Board Charger / G. Fan, X. Wu, T. Liu and Y. Xu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2022. – Vol. 37, iss. 12. – P. 15666-15677. – doi: 10.1109/TPEL.2022.3194327.

7. High Efficiency and High Power Density Partial Power Regulation Topology with Wide Input Range / Z. Wu, Z. Wang, T. Liu, W. Xu, C. Chen and Y. Kang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2023. – Vol. 38, iss. 2. – P. 2074-2091. – doi: 10.1109/TPEL.2022.3207526.

8. A Novel LLC Resonant Converter with Configurable Capacitors in Output Stage for Wide Output Voltage Range Operation / H. Dang, S. Du, Y. Zhang and J. Liu // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2022. – Vol. 37, iss. 6. – P. 6233-6236. – doi: 10.1109/TPEL.2021.3137819.

9. A High Power Density Wide Range DC–DC Converter for Universal Electric Vehicle Charging / S. Mukherjee, J. M. Ruiz and P. Barbosa // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2023. – Vol. 38, iss. 2. – P. 1998-2012. – doi: 10.1109/TPEL.2022.3217092.

10. LLC resonant converter with wide output voltage control ranges operating at a constant switching frequency / E. -S. Kim, J. Lee, Y. Heo and T. Marius // 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2018. – P. 2124-2128. – doi: 10.1109/APEC.2018.8341310.

**Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ
ТЕЛЕКОММУНИКАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ;
БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

**СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ПОСТРОЕНИЯ ФОТОПРИЁМНЫХ
УСТРОЙСТВ В ИМПУЛЬСНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ДАЛЬНОМЕРАХ**

А. Ф. Уляшин, В. П. Разинкин, Д. И. Остертак
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, ulyashin_2018@mail.ru

В работе проводится сравнение различных способов построения фотоприёмных устройств в импульсных полупроводниковых дальномерах. Рассмотрено два варианта построения усилительных устройств, входящих в состав импульсного дальномера. Отличие между фотоприёмными устройствами заключается в разных схемотехнических решениях. Продемонстрированы осцилограммы приемного сигнала от цели фотоприёмным устройством со обоими вариантами исполнения в одинаковых условиях, также приведены расчеты и продемонстрированы практические результаты измерения дальности до цели.

This paper compares various methods for constructing photodetectors in pulsed semiconductor rangefinders. Two designs for amplifying devices included in a pulsed rangefinder are considered. The differences between the photodetectors lie in their different circuit designs. Oscillograms of the received signal from a target are demonstrated. Both photodetector designs are used under identical conditions. Calculations are also presented, along with practical results for measuring the range to a target.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время рынок импульсных полупроводниковых дальномеров очень сильно развивается, появились дальномеры способные измерять расстояния вплоть до нескольких километров. Основным предназначением таких устройств является точное позиционирование цели в военной сфере. Данная работа посвящена исследованию импульсного полупроводникового дальномера от китайского производителя, способного измерять дальность до 1500 метров (далее – м), и дальнейшее его сравнение с разработанным прототипом, позволяющим измерять большие расстояния, благодаря реализации новых схемотехнических решений в фотоприёмном канале дальномера. В ходе работы была описана схемотехника фотоприёмных каналов дальномеров, приведены формулы, расчёты, осциллограммы с

выхода фотоприёмного устройства и продемонстрирован конечный результат измерения дальности до цели.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основная задача работы состоит в исследовании предварительного каскада фотоприёмного устройства импульсного лазерного дальномера китайского производителя с возможностью измерения дальности до 1500 м, а также разработке нового схематического решения, позволяющего увеличить дальность измерения до цели до 2500 м. Для решения поставленных задач используются методы современной теории электрических цепей, аналитические методы. Проверка работоспособности разработанных алгоритмов осуществляется получением аналогового сигнала на осциллографе Teledyne Lecroy WaveJet Touch 334R с последующим получением цифрового сигнала на устройстве обработки.

III. МОДЕРНИЗАЦИЯ БАЗОВОЙ ВЕРСИИ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВА

Схема фотоприемного устройства состоит из трех различных каскадов: усилительного каскада, отвечающего за усиление сигнала с фотодиода, генераторного каскада, обеспечивающего питание схемы и регулировочного каскада, регулирующего опорное напряжение. Наибольший эффект для увеличения дальности измерения обеспечивает усилительный каскад (рис.1).

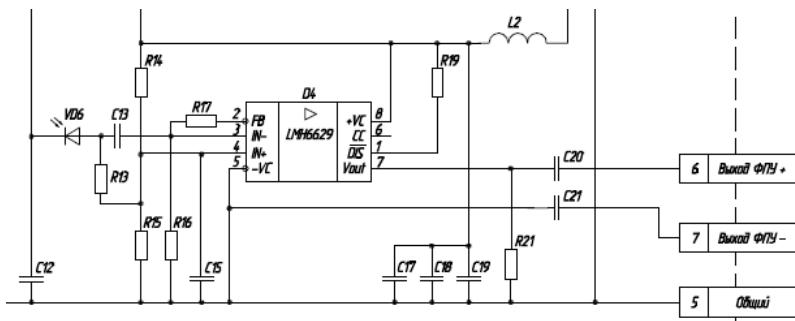


Рис. 1 - Схема усилительного каскада базового устройства

Сигнал с фотодиода усиливается трансимпедансным малошумящим высокоскоростным усилителем D4 (LMH6629). Усилитель преобразует импульс тока фотодиода в импульс напряжения ($U=I \cdot R_{17}$) и передает его на плату устройства дальномерного через разделительный конденсатор

C20. На плате устройства фотоприемного располагается также источник питания лавинного фотодиода с узлами регулировки лавинного напряжения.

Для того, чтобы добиться в системе более высокого соотношения сигнал/шум добавим полосовой фильтр в фотоприёмное устройство (далее – ФПУ), что позволит формировать более короткие импульсы, это обеспечит необходимую точность. А за счет добавления резонансного контура в ФПУ увеличивается амплитуда сигнала при уменьшении уровня шумов (рис. 2).

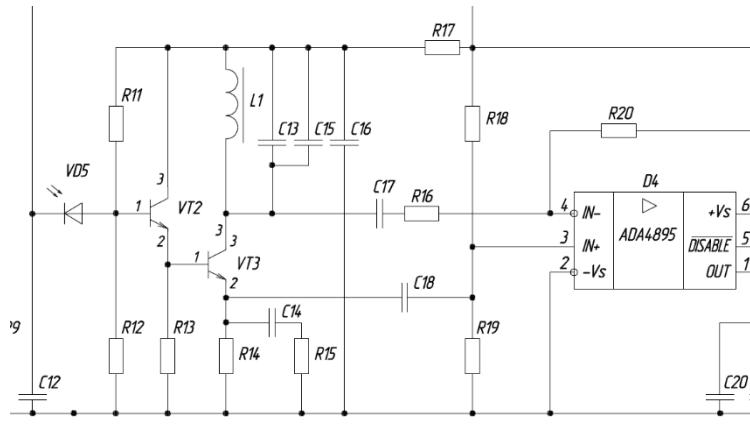


Рис. 2 - Схема усиленного каскада модернизированного устройства

Коэффициент усиления резонансного контура, определяется как

$$K_U = \frac{R_K}{R_3}, \quad (1)$$

где R_K – сопротивление на коллекторе транзистора VT3; R_3 – сопротивление на эмиттере транзистора VT3.

IV. ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

В результате на выходе операционного усилителя, при коэффициенте усиления ОУ равным единице, получаем следующий сигнал

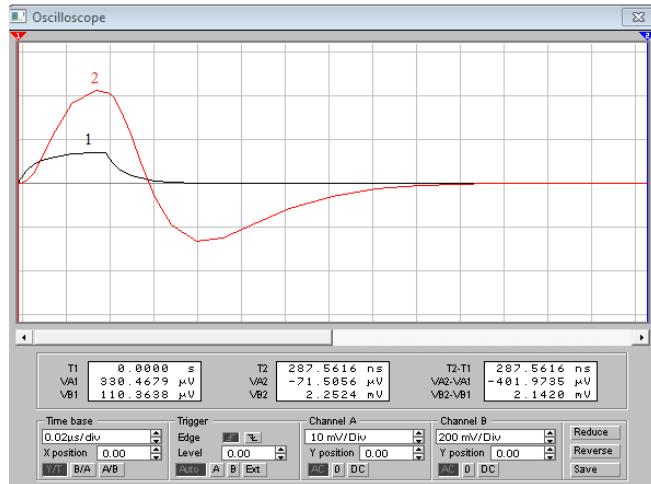


Рис. 3 - Графики сигналов, полученных в Electronic Workbench.
1 – импульс, приходящий на фотодиод; 2 – импульс с выхода ОУ

Как видно из графиков (9) выходной импульс составляет порядка 400 мВ, в то время как входной сигнал около 9 мВ. Рассчитаем коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{400 \times 10^{-3}}{9 \times 10^{-3}} = 44,4$$

VI. ВЫВОДЫ

По результатам данной работы обеспечено усиление сигнала при наименьшем уровне шума, что привело к увеличению дальности измерения до цели. Практическая ценность результатов работы состоит в том, что разработанные схемотехнические решения могут применяться для построения на их основе дальномерных устройств с высокими требованиями к дальности измерения.

Литература:

1. Аснис Л. А., Васильев В. П., Волканский В. Б. Лазерная дальномерия / В. П. Васильева, Х. В. Хинрикус. - М.: Радио и связь, 1995. - 256 с.
2. Барышников Н. В., Бокшанский В. Б., Карасик В. Е. Приемопередающие устройства лазерных локационных изображающих систем. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 84 с.

3. Бокшанский В.Б., Бондаренко Д.А., Вязовых М.В., Животовский И.В., Сахаров А.А., Семенков В.П. Лазерные приборы и методы измерения дальности: учебное пособие / В.Е. Карасик – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – 92 с.

4. Берников Б. О, Бокшанский В. Б., Вязовых М. В., Федоров С. В. Методы повышения точности измерения дальности в лазерных фазовых дальномерах / Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2012.

ПРАКТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ АЛГОРИТМА BEAM SCAN НА ОСНОВЕ ПРОЕКЦИЙ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

П. И. Соганов, М. А. Степанов, д.т.н.

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, s.iuzer2015@yandex.ru**

В работе рассматривается модифицированный алгоритм Beam Scan для расчета пространственного спектра в цифровых антеннах решетках, основанный на разложении на одномерные проекции. Экспериментальная проверка на Raspberry Pi Zero 2W показала линейный выигрыш в скорости вычислений по сравнению с классическим подходом, что подтверждает перспективность метода для применения в высокоскоростных радиолокационных системах.

This paper presents a modified Beam Scan algorithm for calculating the spatial spectrum in digital antenna arrays, based on decomposition into one-dimensional projections. Experimental testing on a Raspberry Pi Zero 2W demonstrated a linear improvement in computational speed compared to the classical approach, confirming the method's potential for application in high-speed radar systems.

Введение

В современных условиях радиолокации, необходимо быстро определять пространственное положение цели. Часто, для этих целей используются цифровые антенные решетки, где у каждого элемента этой антенны имеется собственный приемник сигнала. Полученный набор отсчетов сигнала поступает на блок вычислителя, после чего формируется пространственный спектр. Пространственный спектр – это результат пространственно-частотного анализа сигналов, полученных с массива датчиков, который отражает зависимость мощности сигнала от направления прихода электромагнитной волны.

В настоящий момент существует множество алгоритмов, позволяющих рассчитать пространственный спектр: Beam Scan, MUSIC,

MDVR и т. д. Однако, среди представленных алгоритмов, Beam Scan на сегодняшний день является одним из наиболее используемый на практике в сфере радиолокации. При расчете двумерного пространственного спектра, этот алгоритм показывает наилучшие результаты с точки зрения вычислительной сложности. Расчет пространственного спектра с большой точностью с большим количеством элементов в антенной решетке является очень затратной задачей. В литературе [1] был приведен пример расчета пространственного спектра, а также вариант его оценки через проекции на оси углов места и азимута.

Таким образом, в настоящей работе ставится задача практической оценки скорости вычисления пространственного спектра.

Текст

Алгоритм Beam Scan рассчитывается по следующему выражению [1], [2], [3]:

$$P(\theta, \varphi) = \left| \dot{\vec{v}}^H(\theta, \varphi) \cdot \dot{\vec{S}} \right|^2 = \dot{\vec{v}}^H(\theta, \varphi) \cdot [\dot{C}] \cdot \dot{\vec{v}}(\theta, \varphi)$$

где $\dot{\vec{S}}$ – вектор отсчетов комплексных амплитуд, полученных с приемных каналов элементов цифровой АР, $\dot{\vec{v}}(\theta, \varphi)$ – комплексный вектор направленности АР.

Как упоминалось ранее, в [1] алгоритм расчета двумерного пространственного спектра представляется как совокупность двух одномерных. Главная идея заключается в расчете корреляционной матрицы для каждого столбца и строки массива регулярной двумерной антенной решетки, с последующим сложением получившихся проекций:

$$C_y = \sum_{n=1}^{N_x} C_{y,n}, \quad C_x = \sum_{m=1}^{N_y} C_{x,m},$$

где N_x , N_y - количество элементов антенной решетки вдоль оси x (горизонтальная ось) и y (вертикальная ось) соответственно, n , m – номер столбца и строки соответственно, $C_{y,n}$, $C_{x,m}$ – корреляционная матрица n -го столбца и m -ой строки антенной решетки соответственно.

Выражения для расчета проекций пространственного спектра:

$$P_y(\theta) = \dot{\vec{v}}_y^H(\theta) \cdot [\dot{C}_y] \cdot \dot{\vec{v}}_y(\theta), \quad P_x(\varphi) = \dot{\vec{v}}_x^H(\varphi) \cdot [\dot{C}_x] \cdot \dot{\vec{v}}_x(\varphi)$$

где $\dot{\vec{v}}_x(\varphi)$, $\dot{\vec{v}}_y(\theta)$ - проекции диаграммы направленности антенной решетки на оси углов места и азимута.

Таким образом, вычисление двумерного пространственного спектра можно описать через схему (рис. 1), в которой присутствует антенная

решетка, где у каждой антенны имеется свой приемник. Из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) выгружается вектор направленности антенной решетки, рассчитанный заранее. Полученные отсчеты от аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), поступают в блок вычислителя, где рассчитывается пространственный спектр. После проведения вычислений, блок анализатора проводит анализ полученного спектра на предмет наличия целей.

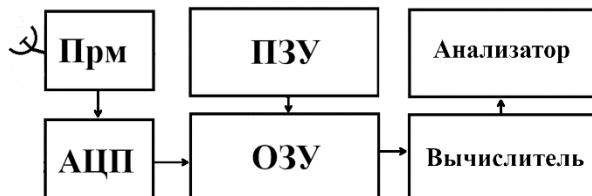


Рис. 1 - Схема вычисления двумерного пространственного спектра

Схема расчёта расчёта пространственного спектра через проекции на углы азимута и места (рис. 2) включает в себя два вычислительных блока. Таким образом, имеется возможность разделить расчет проекций пространственного спектра на два потока/устройства для ускорения вычисления. Позже анализатору необходимо обработать полученные данные и, исходя из описания алгоритма в [1], совершить точечный расчет найденных локальных максимумов в одномерных проекциях по классическому алгоритму для классификации целей на ложные и истинные.

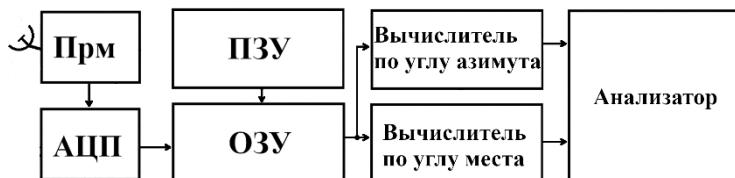


Рис. 2 - Схема вычисления двух проекций пространственного спектра.

Таким образом, рассмотренный модифицированный алгоритм расчета пространственного спектра через проекции (Рисунок 2) теоретически обладает меньшей вычислительной сложностью по сравнению с классическим двумерным Beam Scan. Для практического подтверждения этого теоретического выигрыша и оценки его величины в реальных условиях были проведены экспериментальные исследования.

Экспериментальные исследования выполнялись на одноплатном компьютере Raspberry Pi Zero 2W с процессором ARM. Используемая операционная система — дистрибутив Armbian. Тестируемые алгоритмы реализованы на языке C и компилировались непосредственно на целевом устройстве. Исходный код программы представлен в [4].

Блок приемника и АЦП эмулируется программным кодом, через настроочный файл, где можно задать необходимые параметры симуляции. В этом же файле задается точность пространственного спектра, получаемого на выходе вычислителя.

На рис. 3 представлена зависимость изменения времени вычисления пространственного спектра от количества элементов АР. На графике четко видно, что с увеличением элементов сложность вычисления алгоритма растет согласно квадратичной зависимости.

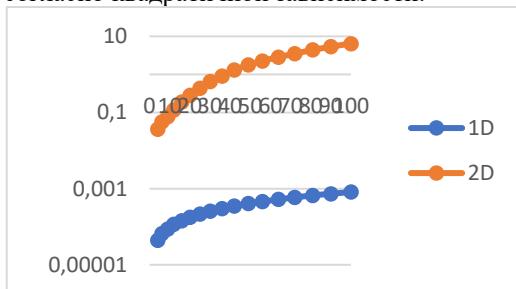


Рис. 3 - Зависимость времени вычисления от количества элементов АР

На рис. 4 представлен график зависимости выигрыша во времени при использовании модифицированного алгоритма. Как видно из рисунка, зависимость является, в подавляющем преимуществе, линейной. Видимые различия между полученной зависимостью и ее аппроксимацией получаются за счет работы фоновых процессов системы, что делает время выполнения нестабильным.

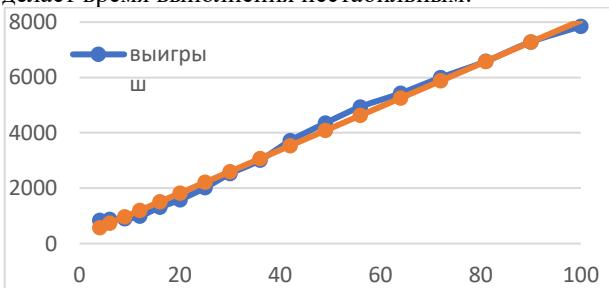


Рис. 4 - Зависимость выигрыша во времени

Заключение

Полученные результаты доказывают, что предложенный подход на основе проекций не только снижает вычислительную сложность, но и обеспечивает предсказуемый линейный выигрыш в скорости. Это подтверждает высокую эффективность метода для практической реализации в реальных радиолокационных системах.

Литература:

1. Harry L. Van Trees, Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
2. Hamid Krim и Mats Viberg, Two decades of array signal processing research. IEEE Signal Process. Mag. Volume 13 Issue 4, 1996. Доступно на: <https://ieeexplore.ieee.org/document/526899>
3. Job M. и Yadav R. S. A study on high-resolution algorithms MUSIC, MVDR, ESPRIT, Beamscan, and Root-MUSIC for narrowband signals. Lecture Notes in Networks and Systems, vol. 787, 2023.
4. BeamScan1DTest [Electronic resource]. – URL: <https://github.com/paxant/BeamScan1DTest> (accessed: 21.11.2025).

Исходный код тестового приложения.

СУММАТОР ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ 27 МГЦ НА УРОВЕНЬ МОЩНОСТИ 500 ВТ

О. В. Сиделев, В. П. Разинкин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, qq441@yandex.ru**

Разработан и исследован сумматор высокочастотных сигналов с рабочей частотой 27 МГц на уровень мощности 500 Вт, выполненный на основе двух отрезков коаксиальных линий передачи, балластного плёночного резистора и подстроекных конденсаторов. Использование отрезков линий передачи менее четверти длины волны обеспечило компенсацию влияния паразитной емкости балластного пленочного резистора большой мощности и позволило существенно улучшить качество согласования.

A high-frequency signal summator with an operating frequency of 27 MHz and a power level of 500 W has been developed and researched. It is based on two sections of coaxial transmission lines, a ballast film resistor, and tuning capacitors. The use of transmission line sections shorter than a quarter of a wavelength compensates for the parasitic capacitance of the high-power ballast film resistor and significantly improves the matching performance.

I. ВВЕДЕНИЕ

К высокочастотным устройствам, работающим на высоком уровне мощности, предъявляются высокие требования к качеству согласования и прямым потерям. Известные в настоящее время схемотехнические решения для сумматоров высокочастотных сигналов [1-3], выполненных на четвертьвольновых отрезках коаксиальных линий передачи, не учитывают паразитные реактивные параметры мощных балластных резисторов. Как показывает анализ и компьютерное моделирование частотных свойств сумматоров, паразитные реактивные параметры мощных балластных резисторов приводят к существенному ухудшению согласования. В связи с этим актуальны дополнительные исследования по методам построения сумматоров высокочастотных сигналов большой мощности.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы - разработка СВЧ сумматора с центральной частотой 27 МГц, входным и выходным сопротивлением 50 Ом при уровне мощности входных сигналов 500 Вт. Для выполнения поставленной цели необходимо было решить следующие задачи:

1. Обоснование схемы разрабатываемого устройства и выбор оптимальных параметров.
2. Исследование частотных свойств сумматора.

III. СУММАТОР ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

В настоящее время для построения сумматоров большой мощности применяют симметричные мостовые структуры на сосредоточенных или распределенных элементах. Для обеспечения режима согласования по обоим входам и выходу во всей полосе рабочих частот в состав мостовых схем сумматоров входят также балластные резисторы, выполненные по пленочной технологии. Основным недостатком сумматоров мощности этого типа является плохое качество согласования на высоких частотах из-за существенного влияния паразитных емкостей и индуктивностей мощных балластных резисторов. Для компенсации влияния паразитных параметров и обеспечения высокого качества согласования предлагается следующая схема сумматора, показанная на рис. 1.

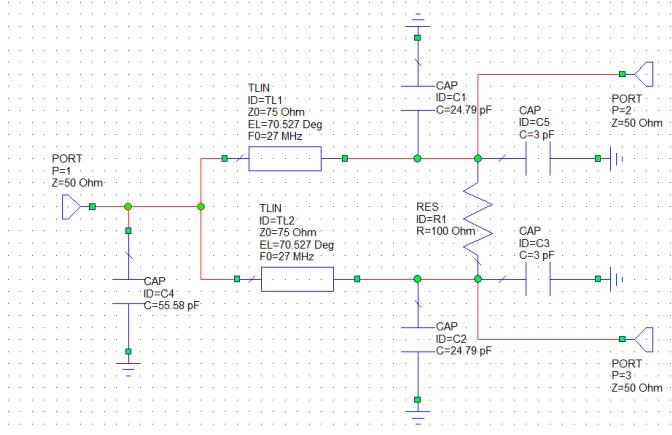


Рис. 1. Схема сумматора мощности

Сумматор мощности содержит конденсаторы, отрезки линий передачи и мощный планарный пленочный резистор, установленный на радиатор с воздушным охлаждением. На заданной рабочей частоте 27 МГц, отрезки линий передачи выполнены из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом.

Анализ схемы рис. 1 показал, что оптимальная длина отрезков линий передачи определяется соотношением [3]:

$$l = \frac{0,196 \cdot \lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (1)$$

где: λ_0 - длина волны, соответствующая центральной (рабочей)

частоте f_0 ; ε_r - относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика коаксиальных отрезков линий передачи.

Для определения ёмкости подстроекных конденсаторов, подключённых к концам планарного плёночного резистора, использовалось следующее соотношение [3]:

$$C_1 = C_2 = \frac{\sqrt{2}}{12\pi f_0 R_0} - 0,5C_n, \quad (2)$$

где: C_1, C_2 - ёмкость первого и второго подстроекного конденсатора; C_n - результирующая паразитная ёмкость балластного резистора; R_0 - входное сопротивление сумматора.

Ёмкость подстроичного конденсатора, расположенного в точке соединения отрезков линий передачи рассчитывается по выражению [3]

$$C_3 = \frac{\sqrt{2}}{6\pi f_0 R_0} \quad (3)$$

IV. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА СУММАТОРА МОЩНОСТИ

Моделирование частотных свойств сумматора было проведено в компьютерной САПР. Результаты расчета частотной зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) приведены на рис. 2.

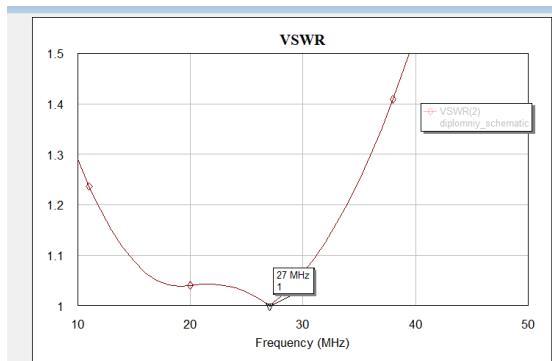


Рис. 3. КСВ сумматора мощности

Проведенные расчеты показали, что относительная полоса рабочих частот разработанного сумматора по уровню КСВ=1,05 составляет 50%.

VI. ВЫВОДЫ

Результаты компьютерного моделирования показали, что рассмотренное схемотехническое решение с использованием компенсирующих подстроичных конденсаторов на центральной частоте обеспечивает полное согласование с нагрузкой, при этом коэффициент передачи по каждому входу находится на уровне -3.01 дБ. В исследованном устройстве габаритные размеры уменьшены на 20% по сравнению известным прототипом без подстроичных конденсаторов. Использование отрезков коаксиальных кабелей со стандартным волновым сопротивлением 75 Ом обеспечивает хорошие экранирующие свойства сумматора.

Данный сумматор может быть использован в системах радиосвязи и медицинской аппаратуре.

Литература:

1. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; Под ред. З.И. Моделя. – М.:Сов. Радио. 1980. – 296 с.
2. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Малорацкий Л. Г, Явич Л.Р.; М.: изд-во «Советское радио», 1972. – 232 с.
3. Патент РФ на изобретения № 2805010. Делитель высокочастотных сигналов / Белавская С. В., Верешня И.В., Лисицына Л.И., Разинкин В.П., Хрусталев В.А.Хрусталев В.А.
4. Проектирование СВЧ - устройств с помощью Microwave Office/ В.Д. Разевиг, Ю. В. Потапов, А. А. Курушин - Москва: Солон-пресс 2003. – 260 с.

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ 100 ВТ WI-FI ДИАПАЗОНА

К. А. Стрелковский, В. П. Разинкин
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, strelkovsky1997@mail.ru

Разработан и исследован двухканальный усилитель мощности дециметрового диапазона, содержащий два квадратурных моста, два усилительных модуля и фазовращатель.

A two-channel decimeter-band power amplifier containing two quadrature bridges, two 45-dB amplifiers, and a phase shifter was developed and researched.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы беспроводной связи, навигации, радарные комплексы, комплексы радиопротиводействия и телекоммуникационные сети активно используют многоканальные усилительные устройства дециметрового диапазона для высокоскоростной передачи данных и увеличения зоны покрытия радиопередающих устройств. Одним из базовых компонентов таких систем является делитель-сумматор высокочастотных сигналов большой мощности, обеспечивающий эффективное разделение и объединение сигналов с минимальными потерями и возможностью коррекции фазовых сдвигов и коэффициентов передачи в каждом канале усилительного тракта.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – разработка и исследование частотных свойств двухканального усилителя Wi-Fi диапазона. Для выполнения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Обоснование структуры и принципиальной схемы разрабатываемого устройства.

2. Исследование частотных свойств двухканального усилителя Wi-Fi диапазона.

III. ДВУХКАНАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

В настоящее время для построения двухканального усилителя СВЧ диапазона применяют мостовые структуры с развязкой между смежными каналами, выполненные в сосредоточенном или распределенном элементном базисе. Для обеспечения режима согласования по входу и выходу во всей полосе рабочих частот мостовые структуры содержат балластные резисторы на уровень мощности до 100 Вт, выполненные по пленочной микрополосковой технологии. Для компенсации влияния паразитной емкости пленочного балластного резистора в Wi-Fi диапазоне предложено включать его через фильтр низких частот третьего порядка, в котором паразитная емкость замещает один из элементов фильтра.

Исследованный двухканальный усилитель, показан на рис. 1. Он содержит два квадратурных моста шлейфового типа, два усилителя с регулируемым коэффициентом усиления и фазовращатель. В работе предложено в качестве фазовращателя использовать перестраиваемый с помощью варикапов чебышевский полосовой фильтр на двух резонаторах с четвертьвольновой связью.

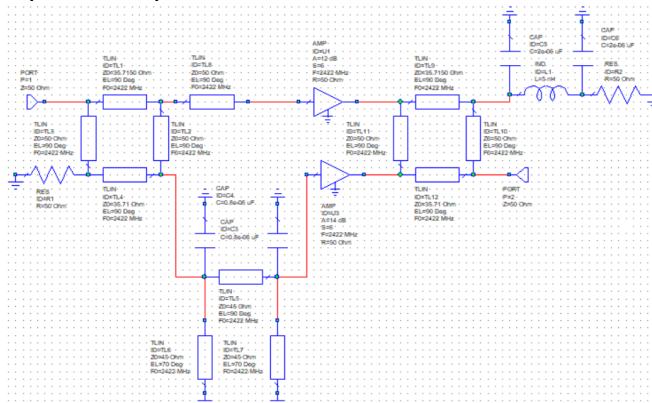


Рис. 1. Схема двухканального усилителя Wi-Fi диапазона

Номинальная емкость варикапов определяется по формуле:

$$C_0 = \frac{B_0}{\omega_0 R} = \frac{0,5}{751 * 10^9} = 0,8 \text{ нФ}, \quad (1)$$

где $B_0 = C_0 \omega_0 R$ - нормированная емкость варикапа;
 $\omega_0 = 2\pi\sqrt{f_{\min} f_{\max}}$ - центральная частота рабочего диапазона; R –
номинальное сопротивление по входу и выходу.

Выбранное значение нормированной емкости варикапа $B_0 = 0,5$
обеспечивает равномерную АЧХ перестраиваемого фазовращателя во
всей полосе рабочих частот.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Моделирование частотных свойств двухканального усилителя Wi-Fi
диапазона было проведено в компьютерной САПР. Результаты расчета
частотной зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ)
двухканального усилителя представлены на рис. 2.

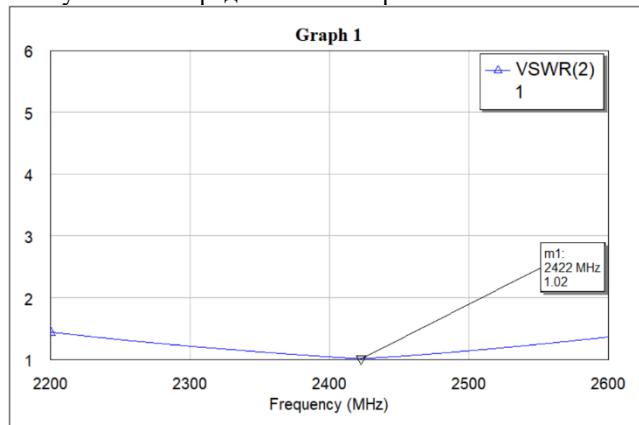


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ двухканального усилителя

VI. ВЫВОДЫ

Построение усилительного тракта по двухканальной структуре
позволяет обеспечить выходную мощность 100 Вт в Wi-Fi диапазоне со
значением КСВ не более 1,4.

Литература:

1. Бахерев С. И., Вольман В. И., Либ Ю. Н., Мамонов Н. М., Муравцов А. Д., Саркисянц А. Г., Силин Р. А., Славинский О. К., Ширяев Д. Д. / Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. 1982 г.
2. Белавская С. В., Вершеня И. В., Лисицына Л. И., Разинкин В. П., Хрусталев В. А. Сумматор высокочастотных сигналов. Патент РФ № 2822858, опубл. БИ № 20. 15.07.24.
3. Белавская С. В., Вершеня И. В., Лисицына Л. И., Разинкин В. П., Хрусталев В. А. Делитель высокочастотных сигналов. Патент РФ № 2805010, опубл. БИ № 28. 10.10.23.
4. Печурин В.А., Петров А.С. Делители-сумматоры мощности СВЧ диапазона // Успехи современной радиоэлектроники, 2010, №2, с.5-42.
5. Петров А. С., Печурин В. А. Расширение полосы частот кольцевых делителей-сумматоров мощности с помощью согласующих цепей // Радиотехника и электроника, 2010, том. 55, №3, с. 312-323.

**СИНТЕЗ БИНАРНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
С ИДЕАЛЬНОЙ АПЕРИОДИЧЕСКОЙ
АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ**

**В. Н. Дёмочкин, В. С Карманов., к.т.н., доцент
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, onirs@corp.nstu.ru**

Бинарные последовательности с минимальным уровнем боковых лепестков апериодической автокорреляционной функции используется в системах связи, радиолокации и спутниковой навигации. В данном исследовании рассматриваются существующие методы поиска таких бинарных последовательностей и предлагается новый метод с идеей представления пространства поиска в виде бинарного дерева, порождаемого нециклическимилевосторонними сдвигами

Binary sequences with minimal sidelobe levels of the aperiodic autocorrelation function are used in communication, radar, and satellite navigation systems. This paper reviews existing methods for synthesizing such sequences and proposes a novel approach based on representing the search space as a binary tree generated by non-cyclic left-hand shifts

Введение

Бинарные последовательности с хорошей апериодической автокорреляционной функцией (АКФ) используются в радиолокации, спутниковой навигации, связи с пакетной передачей данных.

Классическим примером является использование бинарной последовательности с идеальной АКФ (последовательности Баркера длины 11) в стандарте Wi-Fi 802.11b для обеспечения помехоустойчивости.

Апериодическая автокорреляционная функция описывает степень сходства сигнала с его сдвинутой копией. Под идеальной апериодической автокорреляционной функцией \mathbf{R} последовательности \mathbf{a} будем понимать глобальный оптимум (i – сдвиг, n – порядковый номер последовательности) (1):

$$\hat{R} = \min_n \max_i R_{a_n, i} \quad (1)$$

Обзор существующих методов

Полный перебор. В настоящее время является единственным способом определить глобальный оптимум апериодической АКФ для последовательностей определённой длины. Имеет экспоненциальную сложность – $O(2^n * n^2)$ без оптимизаций, где 2^n – количество перебираемых последовательностей, а n^2 – сложность вычисления АКФ для одной последовательности, что делает его неприменимым для больших длин последовательностей. Частным случаем полного перебора является метод ветвей и границ – оптимизация с отсечением заранее неперспективных ветвей – однако, в худшем случае этот метод вырождается в полный перебор.

Стохастический поиск (случайный поиск, генетические алгоритмы, имитация отжига). Часто использует гипотезу о связи между хорошими периодическими и апериодическими автокорреляционными свойствами. В качестве начальных приближений применяются последовательности с известной хорошей ПАКФ, в частности, m -последовательности, а также последовательности, построенные на основе полиномов Лагранжа и полиномов Шапиро, образующие классы с идеальной ПАКФ. Подход не гарантирует нахождения глобального оптимума ААКФ и часто останавливается в локальных минимумах.

Предлагаемый метод

Главной идеей метода является представление пространства поиска в виде бинарного дерева, порожденного нециклическими левосторонними сдвигами. Такое представление позволяет рекуррентно вычислять АКФ с оптимизацией $O(n)$ вместо $O(n^2)$, сохранять центральную структуру последовательности, предсказывать влияние выбора бита на k шагов вперед (выбор бита полуопределяет диагональ $i=n-k$ и позволяет судить о том, что компонента либо не увеличится, либо не уменьшится),

попытаться свести задачу к выбору из двух вариантов на каждом шаге и предположить возможность нахождения глобального оптимума за n шагов при создании совершенной эвристики.

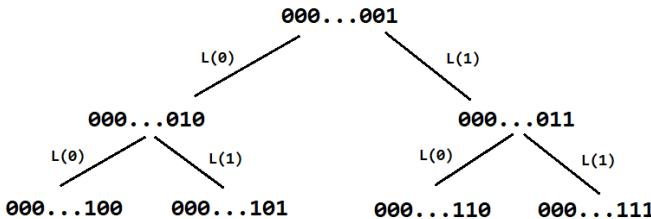


Рис.1 – представление пространства поиска в виде бинарного дерева, построенного нециклическими левосторонними сдвигами с добавлением нуля или единицы

Рекуррентная формула вычисления АКФ (a_i – бит последовательности, $R_{i,k}$ – i-ая компонента АКФ на k-ом шаге): (2):

$$R_{i,k+1} = R_{i,k} - 2(a_0 a_i - a_n a_{n-i}) \quad (2)$$

Был реализован полный перебор для длин до 41 включительно. Использовалась оптимизация с $O(2^n * n^2)$ до $O(2^{n-1} * n)$, что позволило произвести полный перебор длин 1-41 за приемлемое время.

На основе пространства поиска полного перебора был реализован многокритериальный поиск (энергия – сумма квадратов боковых лепестков; энтропия Шеннона – равномерность распределения энергии по боковым лепесткам; вариация АКФ – мера гладкости графика; индекс пика максимума боковых лепестков; спектральная плоскость и максимум боковых лепестков). Анализ алгоритма показал, что выбранные критерии в любой комбинации весов не являются совершенной эвристикой; существует множество начальных приближений, путь от которых к глобальному оптимуму невозможен, в том числе при динамической смене весов.

Также на основе пространства полного перебора был реализован жадный алгоритм со стохастическим механизмом разрешения неоднозначностей, который нашёл глобальные оптимумы для длин 1-46, 49, 50. Возможность нахождения глобального оптимума проверялась запуском алгоритма в цикле до момента нахождения значения, совпадающего с известным глобальным оптимумом. Наибольшее время равняется 10 минутам для длины 46. Алгоритм демонстрирует

стабильное время для каждой длины, где глобальный оптимум был найден. Приемлемым временем для жадного алгоритма считалось 2 часа.

Вывод

Разработанный жадный алгоритм продемонстрировал способность находить глобальные оптимумы апериодической автокорреляционной функции для известных длин без полного перебора.

Представление пространства поиска в виде бинарного дерева, построенного нециклическими левосторонними сдвигами, обладает полезными свойствами и позволяет оптимизировать вычисление АКФ, а также предположить, что нахождение глобального оптимума возможно за полиномиальное время – количество шагов, не превышающее глубину дерева (т.е. длину последовательности), при условии разработки совершенной эвристики выбора на каждом шаге.

Таблица 1 – Сравнение результатов жадного алгоритма в бинарном дереве и полного перебора для известных длин

n	Полный перебор	Жадный алгоритм	n	Полный перебор	Жадный алгоритм	n	Полный перебор	Жадный алгоритм
13	1	1	26	3	3	39	3	3
14	2	2	27	3	3	40	3	3
15	2	2	28	2	2	41	3	3
16	2	2	29	3	3	42	3	3
17	2	2	30	3	3	43	3	3
18	2	2	31	3	3	44	3	3
19	2	2	32	3	3	45	3	3
20	2	2	33	3	3	46	3	3
21	2	2	34	3	3	47	3	4
22	3	3	35	3	3	48	3	4
23	3	3	36	3	3	49	4	4
24	3	3	37	3	3	50	4	4
25	2	2	38	3	3	51	3	4

Литература:

- Леухин А. Н. Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков [Электронный ресурс] // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – № 6. – 2009. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/impulsnye-fazokodirovannye-posledovatelnosti-s-edinichnym-urovnem-bokovyh-lepestkov/viewer> (дата обращения: 23.11.2025).

2. Ковылин А. А., Злобин Д. В., Железняков Е. И. Поиск бинарных последовательностей с наилучшими автокорреляционными свойствами [Электронный ресурс] // Автоматика, электроника и средства связи. – 2012. – с. 233-234. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/poisk-binarnyh-posledovatelnostey-s-nailuchshimi-avtokorrelatsionnymi-svoystvami/viewer> (дата обращения: 24.11.2025).
3. Шаров С. Н., Толмачев С. Г. Поиск бинарных последовательностей с низким уровнем боковых лепестков эволюционным способом [Электронный ресурс] // Информационно-управляющие системы. – 2020. – № 1. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/poisk-binarnyh-kodovyh-posledovatelnostey-s-nizkim-urovnem-bokovyh-lepestkov-evolyutsionnym-sposobom/viewer> (дата обращения: 27.11.2025).
4. Леухин А. Н., Потехин Е. Н. Методы оптимизации задачи полного поиска бинарных апериодических оптимальных последовательностей [Электронный ресурс] // Программные системы и вычислительные методы. – 2013. – № 2(3). – DOI: 10.7256/2305-6061.2013.2.7600 – URL: https://nbpublish.com/library_get_pdf.php?id=25273 (дата обращения: 27.11.2025).
5. Somaini U. Binary sequences with good correlation properties [Электронный ресурс] // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1975. – Vol. AES-11, Issue: 6. – P. 1226-1231. – DOI: 10.1109/TAES.1975.308180. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4101555> (дата обращения: 20.11.2025).

РАЗРАБОТКА БЕСПРОВОДНОГО СПИРОМЕТРА

А. С. Казьмина, А. С. Мисюра

Новосибирский государственный технический университет,

г. Новосибирск, alekseyjd2@gmail.com

Научный руководитель: Казьмина А. С., ст.преп.,

a.kazmina@corp.nstu.ru

В работе представлена разработка портативного беспроводного спирометра на ESP32 и датчике SFM3300 для измерения параметров дыхания и диагностики респираторных заболеваний. Устройство интегрирует IoT для беспроводной передачи данных по Wi-Fi, позволяя удаленный мониторинг. Проведен анализ существующих решений, разработано аппаратное и программное обеспечение с веб-интерфейсом. Устройство повышает доступность диагностики в первичной медицинской помощи.

The paper presents the development of a portable wireless spirometer based on ESP32 microcontroller and SFM3300 air flow sensor for measuring breathing

parameters and diagnosing respiratory diseases. The device integrates IoT for wireless data transmission via Wi-Fi, enabling remote monitoring. Analysis of existing solutions was conducted, hardware and software with a web interface were developed. The device improves diagnostic accessibility in primary healthcare.

Спирометр — это медицинское устройство, используемое для измерения функциональных параметров дыхания для диагностики респираторных заболеваний. Исследования показывают, что в 2021 году в Европейском регионе было зарегистрировано 81,7 миллиона случаев хронических респираторных заболеваний (ХРЗ) с 6,8 миллионами новых диагнозов, что подчеркивает потребность в доступных диагностических инструментах [1]. Однако существующие спирометры сталкиваются с проблемами: ограниченный доступ в первичной медико-санитарной помощи, высокая стоимость стационарных устройств, сложность тестирования и ограниченное использование спирометрии из-за экономических и эксплуатационных барьеров. Подход, предлагаемый в этой статье, решает эти проблемы путем разработки портативного беспроводного спирометра на основе микроконтроллера ESP32 и датчика потока воздуха SFM3300, интегрирующего технологии IOT для телемедицинского мониторинга [2]. ESP32 — это микроконтроллер со встроенным Wi-Fi и Bluetooth, предлагающий низкую стоимость, компактный размер и простую интеграцию в устройства IOT [3]. Он оснащен двухъядерным процессором Xtensa LX6 с тактовой частотой до 240 МГц, что обеспечивает обработку сигналов в режиме реального времени. Датчик SFM3300 представляет собой цифровой массовый расходомер для дыхательных систем с диапазоном измерения ± 250 сл./мин, точностью $\pm 3\%$ для потоков <100 ст.л/мин, разрешением 14 бит и временем отклика 0,5 мс [4]. Использование этих компонентов обеспечивает компактный размер устройства, низкую цену, высокую точность и надежность, беспроводную интеграцию. Такой подход упрощает диагностику, повышает доступность для уязвимых групп населения и интегрируется с телемедицинскими платформами [5]. Система может адаптироваться для оценки функции дыхания в режиме реального времени.

При разработке приоритетными были точное измерение параметров дыхания и интеграция технологий IOT для беспроводной передачи данных [6], автоматизация процесса диагностики, удаленный мониторинг через веб-интерфейс. Основные блоки системы включают модуль микроконтроллера, датчик расхода воздуха и программное обеспечение. Модуль микроконтроллера состоит из ESP32-WROOM-32, подключенного к датчику SFM3300. Программное обеспечение включает код для сбора и обработки данных, а также веб-сервер. Спирометр можно

использовать в домашних условиях, передавая данные на рабочую станцию с радиусом действия Wi-Fi до 100 метров (рис.1). Данные с датчика SFM3300 передаются через интерфейс I²C на ESP32. Микроконтроллер выполняет цифровую обработку сигнала и отправляет результаты через веб-сервер на устройство пользователя [7]. Ранние разработки в области беспроводной спирометрии заложили основу для компактных медицинских устройств [8]. Веб-интерфейс отображает графики воздушного потока и рассчитанные параметры в реальном времени. Результаты форматируются в JSON, передаются на устройство пользователя для отображения и хранения, могут быть отправлены в облачные системы. Для точных измерений требуется калибровка датчика.

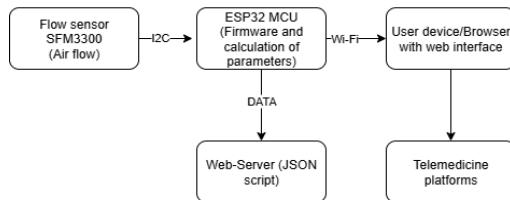


Рис. 1 – Архитектура системы

Ключевыми компонентами являются микроконтроллер ESP32-WROOM-32 и датчик расхода воздуха SFM3300 [9]. ESP32-WROOM-32 — высокопроизводительный модуль с Wi-Fi и Bluetooth, двухъядерным процессором Xtensa LX6 (до 240 МГц), 520 КБ SRAM, 4 МБ Flash, Wi-Fi 802.11 b/g/n, Bluetooth 4.2, 12-битным АЦП, интерфейсами UART, SPI, I²C. Он потребляет менее 5 мА в режиме сна, работает при 3,0–3,6 В и -40°C до +85°C. Преимущества: встроенные беспроводные интерфейсы, вычислительная мощность для анализа в реальном времени, низкое энергопотребление. Датчик SFM3300: диапазон ±250 сл/мин, точность ±3% (<100 сл/мин) и ±7% (>100 сл/мин), разрешение 14 бит, отклик 0,5 мс, мертвый объем <10 мл, интерфейс I²C, питание 5 В, ток <50 мА. Обеспечивает точное измерение при минимальном сопротивлении потоку. Прототип готового прибора представлен на рисунке 2.



Рис. 2 – Прототип готового устройства

Программное обеспечение разработано в Arduino IDE для ESP32, реализует сбор данных с SFM3300 [10]. Включает инициализацию I²C, считывание данных, обработку (сглаживание 7-точечным фильтром скользящего среднего), расчет параметров (FVC, FEV1, ПСВ), веб-сервер с ESPAsyncWebServer для отображения в браузере. Сервер работает через локальную Wi-Fi сеть в режиме точки доступа, обеспечивая автономность системы (рис. 3).

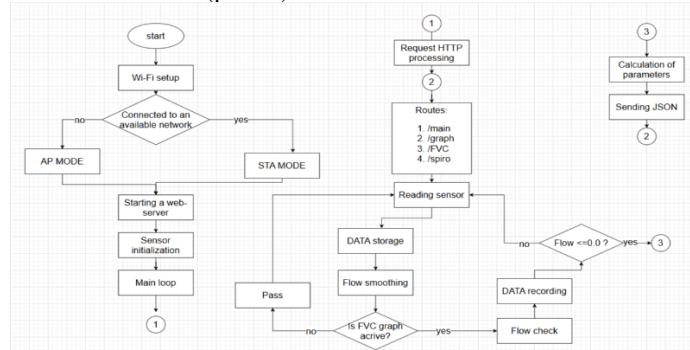


Рис. 3 – Блок-схема программы

Веб-интерфейс на ESP32 использует HTML, CSS, JavaScript, работает как локальный HTTP-сервер. Доступен через браузер без дополнительного ПО, на русском языке для целевой аудитории. Подключение через Wi-Fi. Главная страница предлагает меню: график потока, измерение ЖЕЛ, полная спирометрия. Раздел «График» отображает поток в реальном времени на <canvas> каждые 200 мс. Раздел

ЖЕЛ позволяет ввод данных, рассчитывает референтное ФЖЕЛ, запускает тест с автоматическим завершением. Режим спирометрии рассчитывает полный набор параметров (ФЖЕЛ, ОФВ1, ПСВ, МЖС и др.), отображает в таблице.

Точность проверена в лабораторных условиях сравнением с эталонными приборами. Установка (рис. 5): пылесос в режиме вентилятора, ЛАТР для регулировки, поток через ротаметр РМФ 25ГУЗ, SFM3300 и анемометр UNI-T UT361. Измерения в 20 точках от 5% до 100% диапазона. Погрешность $\pm 5\%$, соответствует характеристикам датчика, пригодна для скрининга.

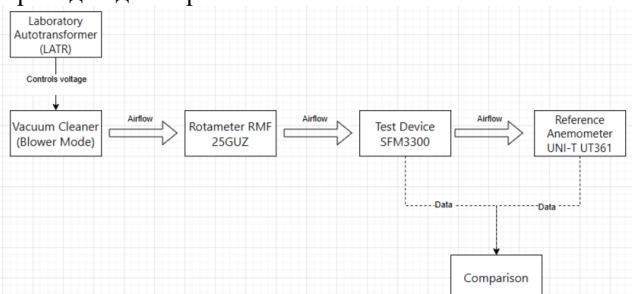


Рис. 5 – Блок-схема экспериментальной установки для проверки точности спирометра

Литература:

1. World Health Organization. Chronic Respiratory Diseases: More Than 80 Million Affected and Many More Undiagnosed, Warns New WHO and European Respiratory Society Report.
2. World Health Organization. Chronic Respiratory Diseases [Электронный ресурс]. 2023.
3. Sensirion AG. SFM3300 Technical Datasheet
4. Espressif Systems. ESP32 Technical Reference Manual (Version 5.5).
5. Cultrone B. et al. Improving Asthma Management in Adults: A Review of the Utility of Telemedicine and Portable Spirometry // Front. Med. 2024. Vol. 11.
6. Cultrera G. et al. Portable Spirometry in Telemedicine: A Systematic Review // Telemed J E Health. 2021. Vol. 27, no. 5. P. 487–496.
7. Godtfredsen N. S. et al. Standardization of Spirometry 2019: Update. Official American Thoracic Society and European Respiratory Society Statement // Am J Respir Crit Care Med. 2019. Vol. 200, no. 8. P. e70–e88.
8. Kazmina A. S., Makukha V. K. Hardware Development for a Multifunctional Wireless Spirometer Module // Proc. 2019 IEEE Conf.

Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EICoRus), Saint Petersburg and Moscow, Russia, Jan. 2019. P. 1290–1294.
DOI: 10.1109/EICoRus.2019.8657200.

9. Nielson J. L. Monitoring Chronic Obstructive Pulmonary Disease Using Spirometry: A Systematic Review [Электронный ресурс]. BYU ScholarsArchive. 2023.

Institute for Health Metrics and Evaluation. Chronic Respiratory Disease—Third Leading Cause of Death Globally [Электронный ресурс]. 2023.

**Секция БИОМЕДИЦИНСКАЯ
И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА**

**РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО
КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ БИОЛОГИЧЕСКОЙ
ОБРАТНОЙ СВЯЗИ С УПРАВЛЕНИЕМ МУЗЫКАЛЬНЫМ
СИГНАЛОМ С ПОМОЩЬЮ ПАРАМЕТРОВ ЭЭГ**

Н. О. Алексеев

Национальный исследовательский Томский
политехнический университет,
г. Томск, poa7@tpu.ru

Научный руководитель: Аристов А. А., к.т.н., доцент

В работе представлен концепт прототипа аппаратно-программного комплекса для реализации биологической обратной связи по сигналам электроэнцефалографии с управлением музыкальным стимулом. Комплекс включает двухканальную систему регистрации ЭЭГ и модуль цифровой обработки сигналов. Биологическая обратная связь основана на алгоритме многопараметрического управления звуком. Проектируемое устройство расширяет возможности музыкальной терапии в нейрореабилитации.

The paper presents the concept of a prototype hardware and software complex for implementing biological feedback based on electroencephalography (EEG) signals with musical stimulus control. The complex includes a two-channel EEG recording system and a digital signal processing module. The biological feedback is based on a multi-parameter sound control algorithm. The proposed device expands the possibilities of music therapy in neurorehabilitation.

Повышение уровня стресса и тревожности в современном обществе обусловливает необходимость внедрения технологий саморегуляции, в том числе методов коррекции, направленных на восстановление адаптационных механизмов организма, способных эффективно снижать психоэмоциональное напряжение без медикаментозного вмешательства [1].

Одним из наиболее перспективных направлений в этой области является метод биологической обратной связи (БОС), основанный на регистрации и обратном представлении физиологических параметров человека в форме сенсорных сигналов. В работе [2] подчеркивается, что использование БОС активирует эндогенные механизмы саморегуляции и обеспечивает повышение устойчивости к стрессу, а также улучшает показатели когнитивной и вегетативной регуляции. Современные исследования в области нейробиоуправления и

электроэнцефалографической БОС, а также исследования эффективности БОС-терапии при реабилитации пациентов неврологического профиля [3], подтверждают эффективность данного подхода при терапии тревожных, депрессивных и постстрессовых нарушений. Неинвазивная стимуляция мозга с обратной связью от ЭЭГ рассматривается как перспективное направление нейротерапии и нейрореабилитации [4–5], из чего следует обоснованность проектирования новых устройств для методов БОС-терапии.

Целью работы является разработка прототипа аппаратно-программного комплекса для реализации метода биологической обратной связи с регистрацией электроэнцефалографических сигналов и управлением музыкальным стимулом в реальном времени. Разработка будет включать аппаратный блок регистрации биопотенциалов мозга и программный модуль обработки данных с алгоритмом многопараметрического управления звуком.

На рисунке 1 представлена схема замкнутого контура биологической обратной связи, реализуемой разрабатываемым комплексом.

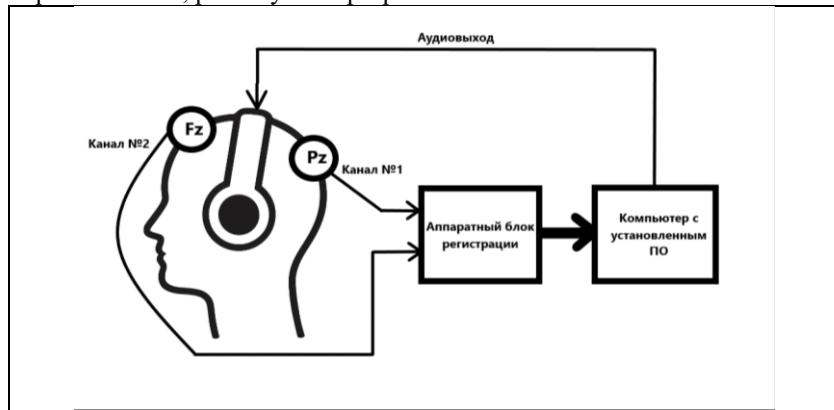


Рис.1 – Схема замкнутого контура ЭЭГ-БОС, реализуемая с помощью разрабатываемого комплекса

Биопотенциалы мозга регистрируются с помощью двух моно极альных отведений от электродов, установленных в позициях Pz и Fz в соответствии с международной системой «10–20» [6]. Сигналы с электродов поступают на входы предусилителей, так как имеют амплитуду порядка десятков микровольт и требуют дополнительного усиления перед проведением фильтрации.

На следующем этапе выполняется аналоговая фильтрация, включающая: режекторный фильтр для устранения сетевых наводок; фильтр нижних частот с частотой среза 45 Гц, ограничивающий полосу регистрируемого ЭЭГ-сигнала; фильтр высоких частот с частотой среза 0,5 Гц для удаления медленных артефактов, связанных с движениями и дыханием.

Оцифровка сигналов осуществляется многоканальным АЦП с разрешением 24 бит и частотой дискретизации 500 Гц, что обеспечивают высокую точность представления амплитудных колебаний ЭЭГ. В качестве управляющего узла используется микроконтроллер семейства STM32F103, контролирующий прием данных от АЦП и реализацию цифрового протокола передачи данных по интерфейсу USB-UART, обеспечивающий совместимость с современными операционными системами.

Программная часть комплекса обеспечивает прием, обработку и анализ электроэнцефалографических сигналов, поступающих от двух отведений Pz и Fz. Обработка данных выполняется в последовательности:

1. Прием и синхронизация данных с микроконтроллера.
2. Расчет спектральной плотности мощности сигналов в ограниченном временном окне.
3. Вычисление параметров активности мозга в двух отведениях.
4. Преобразование результатов анализа в аудиопараметры.

Спектральная плотность мощности вычисляется для каждого временного окна длительностью 0,5–1 с, после чего определяется энергия всего сигнала и его альфа-диапазона ($P(f)$ – спектральная плотность мощности):

$$E = \int_1^{45} P(f) df \quad E_\alpha = \int_8^{13} P(f) df \quad (1)$$

Отношение этих величин характеризует альфа-индекс – показатель относительной выраженности альфа-ритма (AI – альфа-индекс, E_α – энергия альфа-ритма, E – энергия сигнала):

$$AI = \frac{E_\alpha}{E} \quad (2)$$

Показатель когерентности отражает функциональную связь корковых зон и используется как объективный индикатор согласованности ритмической активности мозга [7–8]. Рассчитываемый коэффициент когерентности характеризует степень синхронности колебаний в альфа-диапазоне (N_α – количество частотных отсчетов, $S_{PzFz}(f_i)$ – взаимная спектральная плотность мощности Pz-Fz, $S_{PzPz}(f_i)$ –

спектральная плотность мощности в отведении Pz, $S_{FzFz}(f_i)$ – спектральная плотность мощности в отведении Fz):

$$Coh_\alpha = \frac{1}{N_\alpha} \sum_{f_i \in [8, 13]} \frac{|S_{Pz,Fz}(f_i)|^2}{S_{Pz,Pz}(f_i)S_{Fz,Fz}(f_i)} \quad (3)$$

Дополнительно оценивается коэффициент вариации альфа-индекса, отражающий стабильность активности (AI_{Pz} – альфа-индекс в отведении Pz, μ – среднее значение альфа-индекса за n окон):

$$CV_\alpha = \frac{\sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (AI_{Pz} - \mu)^2}}{\mu} \quad (4)$$

Полученные параметры преобразуются в управляющие характеристики звука: средний альфа-индекс определяет громкость звука (общий уровень релаксации); разность альфа-индексами между отведениями – панораму звука; коэффициент когерентности определяет тембр звука, а коэффициент вариации – глубину реверберации. Такое многопараметрическое аудиоуправление формирует адаптивный музыкальный отклик, который в реальном времени отражает психофизиологическое состояние пользователя.

На текущей момент разработана программа для реализации цифрового алгоритма обработки сигналов и вычисления параметров аудиоуправления, работающая с оцифрованными записями ЭЭГ. На рисунке 2 представлено рабочее окно программы, содержащее: график ЭЭГ в текущем временном окне для каждого из отведений; спектrogramму для каждого из двух отведений, с выделением альфа-диапазона (8–13 Гц); значения вычисляемых для каждого временного окна аналитических параметров.

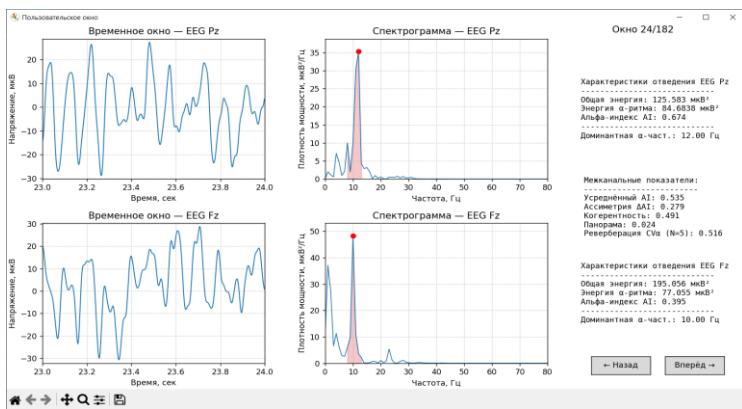


Рис.2 – Рабочая область программы, обрабатывающей сегменты цифровой записи ЭЭГ по разработанному алгоритму вычисления энергетических и взаимных параметров с двух отведений

Метод, положенный в основу работы проектируемого программно-аппаратного комплекса основан на современных и психофизиологических исследованиях и развитии технологий цифровой обработки сигналов, благодаря чему обеспечивается комплексное воздействие на сенсорные и нейродинамические механизмы человека. Практическая значимость комплекса заключается в возможности его использования в качестве инструмента психоэмоциональной коррекции, тренинга саморегуляции, а также в исследованиях когнитивных процессов и реакций на сенсорные стимулы. Развитие данного направления позволит повысить эффективность неинвазивных методов коррекции психоэмоциональных состояний и создать новые технологии персонализированной нейромузыкальной терапии.

Литература:

- Сальников И. С., Изосимова С. А., Пигуз В. Н. Анализ средств и способов регуляции и терапии психоэмоциональных состояний человека [Электронный ресурс] // Проблемы искусственного интеллекта. – №3 (26). – 2022. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-sredstv-i-sposobov-regulyatsii-i-terapii-psihoemotSIONnyh-sostoyaniy-cheloveka> (дата обращения: 15.10.2025).
- Грехов Р. А., Сулейманова Г. П., Харченко С. А., Адамович Е. И. Психофизиологические основы применения лечебного метода биологической обратной связи [Электронный ресурс] // Природные системы и ресурсы. – №3 (13). – 2015. – URL:

<https://cyberleninka.ru/article/n/psihofiziologicheskie-osnovy-primeneniya-lechebnogo-metoda-biologicheskoy-obratnoy-svyazi> (дата обращения: 15.10.2025). – doi: 10.15688/jvolsull.2015.3.9

3. Махмутова А. А., Валиахметова Г. А. Обзор использования БОС-терапии при реабилитации и восстановительном лечении пациентов неврологического профиля [Электронный ресурс] // Доктор.Ру. Неврология. – № 9. – 2021. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-issledovaniy-ispolzovaniya-bos-terapii-pri-reabilitatsii-i-vosstanovitelnom-lechenii-patsientov-nevrologicheskogo-profilya> (дата обращения: 15.10.2025). – doi: 10.31550/1727-2378-2021-20-9-43-47

4. Гузев М. А., Павлова Т. А. Неинвазивная стимуляция мозга с обратной связью от ЭЭГ: итоги и перспективы [Электронный ресурс] // Современные технологии в медицине. – № 5. – 2023. – URL: <https://www.stm-journal.ru/ru/numbers/2023/5/1845> (дата обращения: 15.10.2025). – doi: 10.17691/stm2023.15.5.04

5. Таракова Е. М. Биологическая обратная связь в нейропреабилитации (современный обзор) / Е. М. Таракова, Т. С. Петренко, В. И. Борисов // Вестник УГМУ. – 2024. – № 3 (23). – С. 27–39.

6. Jasper H. H. The ten-twenty electrode system of the International Federation // Electroencephalography and Clinical Neurophysiology. – 1958. – Vol. 10. – P. 371–375.

7. Изнак А. Ф., Изнак Е. В., Мельникова Т. С. Параметры когерентности ЭЭГ как отражение нейропластичности мозга (обзор литературы) // Психиатрия. – 2018. – № 78 – С. 127–137.

8. Мельникова Т. С., Лапин И. А., Саркисян В. В. Обзор использования когерентного анализа ЭЭГ в психиатрии [Электронный ресурс] // Социальная и клиническая психиатрия. – №1. – 2009. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-ispolzovaniya-kogerentnogo-analiza-eeg-v-psichiatrii> (дата обращения: 29.10.2025).

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ ТОНАЛЬНОЙ АУДИОМЕТРИИ

К. С. Барнашова

**Национальный исследовательский Томский
политехнический университет,**

г. Томск, ksb@tpu.ru

Научный руководитель: Трубачев А., ст. преп.

Настоящая работа посвящена разработке портативного тонального аудиометра для диагностики нарушений слуха. Устройство включает в себя возможность автономного режима работы с сенсорным управлением и стационарного режима с управлением при помощи персонального компьютера для использования в условиях диагностического кабинета, а также голосового помощника для пациента.

This work aimed at developing a portable tonal audiometer for the diagnosis of hearing disorders. The device includes the possibility of an autonomous mode of operation with touch control and a stationary mode with control using a personal computer for use in a diagnostic room as well as a voice assistant for the patient.

Нарушения слуха, по данным Всемирной организации здравоохранения, затрагивают более 5% населения мира. Своевременная и точная диагностика является ключевым фактором для предотвращения негативных последствий потери слуха. Одним из основных методов диагностики остается тональная аудиометрия, позволяющая определить порог слышимости на различных частотах [1].

Важной характеристикой, определяющей работу аудиометрического оборудования, является точность и стабильность генерируемого звукового сигнала. Существенное влияние на достоверность диагностики оказывают такие параметры, как чистота тона, точность установки частоты и уровня звукового давления. Физическая природа искажений может быть разнообразной – от нелинейных характеристик усилителей до цифровых шумов.

Анализ современного рынка аудиометрического оборудования выявил ряд актуальных проблем. Большинство клинических аудиометров представляют собой стационарные, дорогостоящие приборы, что ограничивает их применение для массовых скрининговых обследований и в условиях удаленных медицинских пунктов. Кроме того, классическая тональная аудиометрия является субъективным методом, зависящим от психофизиологического состояния пациента и его добросовестности [2].

Особый интерес представляют решения, позволяющие минимизировать эти искажения в портативных устройствах. Настоящая

работа содержит результаты исследований в рамках разработки портативного тонального аудиометра. Эффект формирования чистого сигнала обеспечивается за счет применения аудиокодека с высоким разрешением. Уменьшение уровня гармонических искажений происходит за счет многоразрядного цифро-аналогового преобразования и последующей обработки сигнала.

Отметим, что часть результатов, относящихся к проектированию схемы управления кодеком и формированию сигналов, носит оригинальный характер. Результаты исследований предполагается использовать при создании функционального и доступного диагностического прибора для широкого применения в медицинских учреждениях.

Для стандартизации диагностического процесса и обеспечения комфорта пациента в алгоритм работы устройства интегрирован модуль голосового сопровождения. Реализация данного функционала обусловлена необходимостью обеспечения единых условий проведения исследования для всех пациентов, независимо от их технической подготовки и психоэмоционального состояния.

Процедура исследования включает последовательность этапов:

1. Подготовка к исследованию – голосовой помощник сообщает: "Подготовьтесь к исследованию слуха. Расположитесь удобно и наденьте наушники. Возьмите в руку пульт ответа".

2. Инструктаж – озвучивается: "В ходе исследования при каждом звуковом сигнале нажмайте кнопку на пульте. Исследование начинается с правого/левого уха".

3. Координация в ходе тестирования – при переходе между частотными диапазонами помощник предупреждает: "Внимание, следующая тестовая частота 1000 Гц".

4. Коммутация акустических каналов – после завершения исследования пороговых значений для одного уха: "Исследование правого/левого уха завершено. Подготовьтесь к тестированию противоположного уха".

5. Завершение процедуры – по окончании обследования: "Исследование завершено".

Данный подход соответствует современным тенденциям в разработке медицинского оборудования, ориентированным на создание пользовательских интерфейсов, адаптированных для различных категорий пациентов.

На первом этапе исследований была разработана структурная схема аудиометра, представленная на рисунке 1.

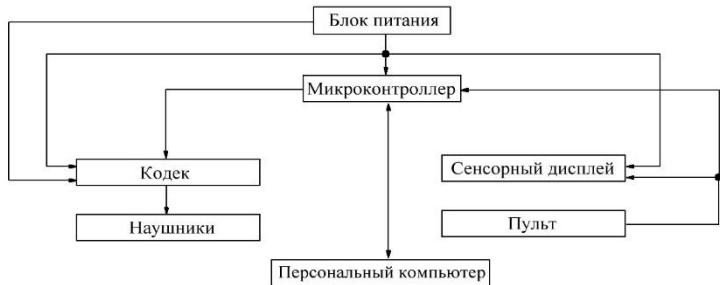


Рис.1 – Структурная схема разрабатываемого аудиометра

Микроконтроллер выполняет функции центрального вычислительного устройства: формирует цифровые аудиоданные, управляет кодеком через интерфейсы I₂C и SAI, взаимодействует с сенсорным дисплеем и обеспечивает связь с ПК. Аудиокодек преобразует цифровой поток в аналоговый сигнал, усиливает его и подает на наушники пациента. Пациент, слыша сигнал, нажимает кнопку на пульте, сигнал с которого поступает на микроконтроллер. Результаты тестирования (пороги слышимости) отображаются на дисплее и передаются на ПК для построения аудиограммы.

Для проверки качества формируемых сигналов были сняты их осциллограммы, которые подтверждают высокое качество генерируемых сигналов и показывают чистую синусоидальную форму во всем рабочем диапазоне частот (125-8000 Гц). На рисунке 2 представлены осциллограммы тональных сигналов с частотами 2000 Гц и 250 Гц соответственно и с уровнем интенсивности 80%.

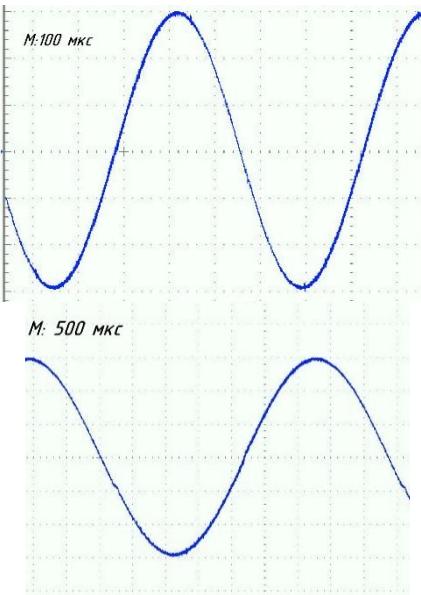


Рис.2 – Осциллограммы выходных сигналов на частотах 2000 Гц и 250 Гц с уровнем интенсивности 80%

Полученные осциллограммы демонстрируют отсутствие видимых гармонических искажений и правильное соответствие периода сигнала заявленным частотам. Регулировка уровня интенсивности подтвердила свою точность и стабильность амплитуды выходного сигнала.

Рисунок 3 демонстрирует форму шумов сигнала частотой 250 Гц в увеличенном масштабе.



Рис.3 – Осциллограмма выходного сигнала на частоте 250 Гц в увеличенном масштабе

Результаты анализа осцилограммы свидетельствуют о том, что пульсации поверх синуса составляют менее 1мВ, а их частота составляет 1 МГц, что не приводит к искажению аудиосигнала и не воспринимается человеческим ухом.

Ключевым направлением дальнейшего развития является интеграция канала регистрации электроэнцефалограммы (ЭЭГ). Это позволит проводить в рамках одного прибора не только субъективную тональную аудиометрию, но и объективную компьютерную аудиометрию на основе регистрации слуховых вызванных потенциалов, что выведет разработку на новый уровень клинической значимости. Такая гибридная система обеспечит высокую точность диагностики, особенно у детей, пациентов с психическими расстройствами или в случаях симуляции нарушений слуха.

Литература:

1. Овчинникова О. А. Аудиометрия: методика проведения и значение // Интерактивная наука. – 2024. – №1. – С. 7– 10.
2. Альтман Я. А., Тавартиладзе Г. А. Руководство по аудиологии. – М.: ДМК Пресс, 2003. – 360 с.

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ ЭЛЕКТРОМИОГРАММЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ БИОНИЧЕСКИМ ПРОТЕЗОМ

С. С. Брилева

Национальный исследовательский Томский политехнический

университет, г. Томск, ssb36@tpu.ru

Научный руководитель: Трубачев А. А., ст. преп.

Настоящая работа содержит результаты разработки бионического протеза верхней конечности, управляемого сигналами поверхностной электромиографии (ЭМГ). Ключевыми элементами проекта являются электромиограф с системой активной фильтрации сигнала и механизм обратной связи для дозирования усилия захвата. Приведены результаты экспериментальных исследований по регистрации биоэлектрической активности мышц верхних конечностей с помощью разработанного электромиографа.

This work contains the results of the development of a bionic upper limb prosthesis controlled by surface electromyography (EMG) signals. The key elements of the project are an electromyograph with an active signal filtering system and a feedback mechanism for metering the capture force. The results of experimental studies on recording the bioelectric activity of the muscles of the upper extremities using the developed electromyograph are presented.

Электромиограф на основе системы фильтров и усилителей используется для снятия электромиограммы и подготовки её к дальнейшей обработке. Преобразованный ЭМГ-сигнал оцифровывается с помощью встроенного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера с целью последующего управления механическими составляющими протеза.

ЭМГ-сигнал, снимаемый с поверхности кожи, характеризуется крайне малой амплитудой и наличием синфазных помех [1]. Для устранения этих проблем была спроектирована структурная схема электромиографа, представленная на рисунке 1.

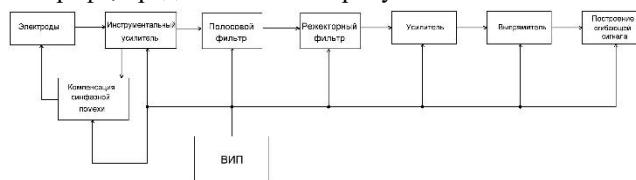


Рис. 1 – Структурная схема электромиографа

Для снятия разности потенциалов с поверхности мышц используется схема на основе инструментального усилителя (ИУ) с коэффициентом усиления равным 495, интегрированная со схемой компенсации синфазной помехи. В качестве инструментального усилителя выбран *AD620*, а в схеме компенсации синфазной помехи используется малошумящий операционный усилитель *TL072*.

Далее реализован полосопропускающий активный фильтр последовательным соединением активных фильтров верхних и нижних частот, рассчитанный на полосу пропускания 20-500 Гц. Фильтры реализованы по топологии Саллена-Ки, были выбраны фильтры Баттерворта 2-го порядка, имеющие наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания и плавный переход между полосами пропускания и подавления [2]. Для устраниния сетевой наводки используется полосозаграждающий фильтр с центральной частотой подавления – $f_0 = 50$ Гц.

После фильтрации ЭМГ-сигнал остается двухполярным и обладает малой амплитудой, что усложняет оцифровку данного сигнала с помощью АЦП. Поэтому для усиления сигнала было решено использовать неинвертирующий усилитель, а для преобразования сигнала в положительный - двухполупериодный выпрямитель, построенный на базе однополупериодного выпрямителя и инвертирующего сумматора.

Выпрямленный ЭМГ-сигнал, подаваемый на АЦП микроконтроллера, имеет быстроменяющийся характер, что усложняет управление протезом. По этой причине необходимо применить схему построениягибающей сигнала.

Опираясь на структурную схему миографа, была спроектирована принципиальная схема устройства и проведен монтаж печатного узла.

Далее с готовым электромиографом был проведен следующий эксперимент: пара электродов была закреплена на мышце разгибателе пальцев, пациент поочередно сжимал и разжимал кисть, при этом, фиксировались осциллограммы в основных узлах электромиографа. Полученные осциллограммы представлены на рисунке 2.

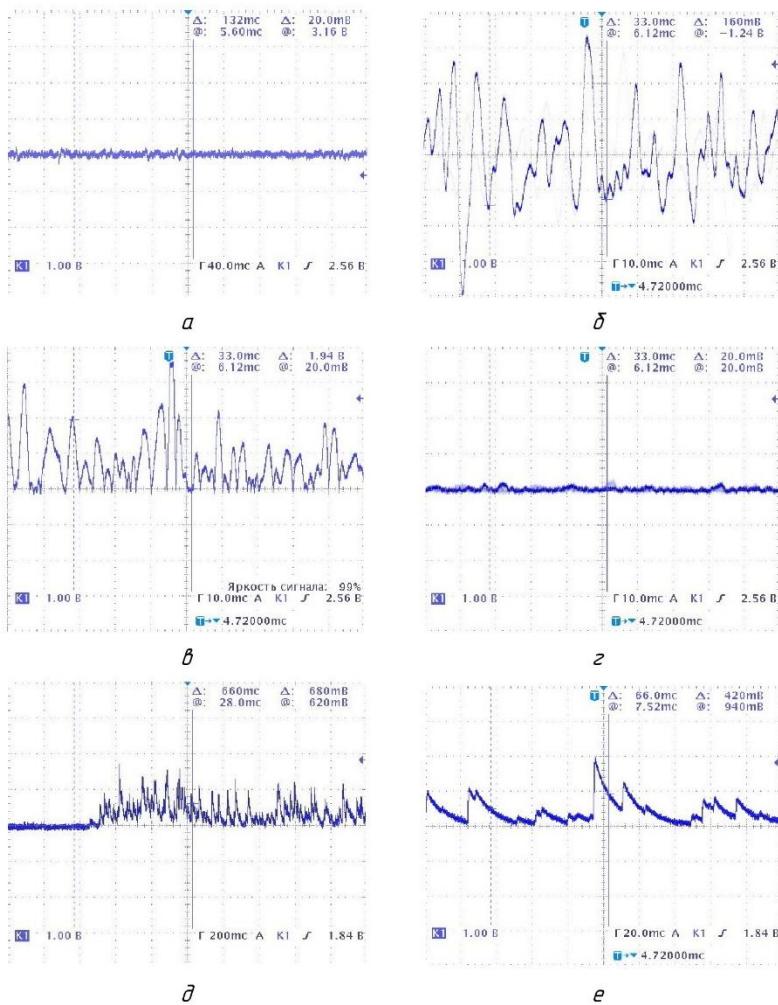


Рис. 2 – Осциллографма с выхода: а) инструментального усилителя, б) неинвертирующего усилителя, в) двухполупериодного выпрямителя при наличии активности мышц, г) двухполупериодного выпрямителя в состоянии покоя, д) схемы построения огибающей сигнала в момент начала активности, е) схемы построения огибающей сигнала с уменьшенной разверткой по времени

На рисунке 2а представлена осциллограмма на выходе инструментального усилителя. ЭМГ-сигнал не обладает яркой выраженностью, но можно наблюдать, что практически отсутствует сетевая помеха благодаря использованию схемы компенсации синфазной помехи.

На рисунке 2б представлен сигнал после прохождения через полосовой фильтр, режекторный фильтр и неинвертирующий усилитель. Можно наблюдать увеличение амплитуды сигнала и отсутствие гармоник, не входящих в полосу пропускания системы.

Осциллограммы на рисунках 2в и 2г демонстрируют выпрямленный электромиографический сигнал, причем на рисунке 2г мышечная активность отсутствует. На рисунках 2д и 2е можно наблюдать построенную по выпрямленному сигналу огибающую, необходимую для распознавания начала и завершения активности мышц культи при управлении протезом. Осциллограмма 2д демонстрирует момент начала мышечной активности, осциллограмма 2е представляет сигнал с уменьшенной разверткой по времени для рассмотрения сигнала в более крупном масштабе.

Таким образом, экспериментально снятые осциллограммы подтвердили эффективность предложенных решений: последовательно подавлена синфазная помеха, отфильтрованы шумы вне полезного диапазона частот (20-500 Гц), устранена сетевая наводка 50 Гц и выделена огибающая сигнала. Полученный на выходе системы стабильный и очищенный сигнал пригоден для подачи на АЦП микроконтроллера, который, в свою очередь, сможет формировать пропорциональные управляющие команды для протеза.

Литература:

1. Surface EMG Signal Amplification and Filtering / J. Wang, L. Tang, J. Bronlund //International Journal of Computer Applications. – 2013. – Vol. 82, iss. 1. – P. 15-22. – doi:10.5120/14079-2073.
2. Искусство схемотехники В 3 т. / Хоровиц П., Хилл У. – 4-е изд., перераб. и доп. –Мир – 1993. - 413 с.
3. Огородников Д. Н. Микроэлектроника. Лабораторный практикум: учебно-методическое пособие // Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – 2020. – 101 с.
4. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС: пер. с англ. / Л. Фолкенберри. //Мир. – 1985. – 572 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЁХ- И ПЯТИЗВЕННОЙ СХЕМ ПРОТЕЗОВ ПАЛЬЦА РУКИ

Э. А. Магеррамов

Институт автоматики и электрометрии СО РАН,
г. Новосибирск, eldar011@yandex.ru

В работе рассматриваются два варианта механического протеза пальца руки, приводимых в движение движением соседнего сохранённого пальца: конструкция с трёхзвенной и пятизвенной внутренними зубчатыми передачами. Постановка задачи заключается в обеспечении синхронного сгибания протезируемого пальца с «ведущим» пальцем при заданной силе хвата и ограниченном усилии пользователя. Предложено компактное математическое описание, вводящее фактическое передаточное число передачи с учётом потерь и люфтов. Показано, что при одинаковом номинальном передаточном числе трёхзвенная схема обеспечивает большее фактическое передаточное число и меньшую «мёртвую зону» по углу, что делает её предпочтительной для компактных модульных протезов.

The paper considers two variants of a mechanical finger prosthesis driven by the motion of an adjacent preserved finger: designs with three-gear and five-gear internal gear trains. The task is to ensure synchronous flexion of the prosthetic finger with the “driving” finger under a specified grasp force and limited user effort. A compact mathematical description is proposed that introduces the actual gear ratio of the transmission, taking into account power losses and backlash. It is shown that, for the same nominal gear ratio, the three-gear scheme provides a higher actual gear ratio and a smaller angular dead zone, which makes it preferable for compact modular finger prostheses.

Постановка задачи и объект исследования

Потеря одного пальца существенно снижает силу хвата и качество жизни пациента [1]. Механические протезы пальцев, приводимые в движение соседним сохранённым пальцем, позволяют частично восстановить функцию без электроники и дорогих компонентов [2], [3]. В таких устройствах ключевой задачей становится синхронизация движения: протезируемый палец должен сгибаться вместе с «ведущим» пальцем в схожем диапазоне углов при приемлемом усилии и достаточной силе захвата.

В работе [4] была предложена конструкция функционального протеза пальца с внутренней пятизвенной зубчатой передачей под корпус сравнительно большого диаметра. Дальнейшее развитие этой конструкции представлено в работе [5], где при переходе к компактному модульному протезу пальцев диаметр корпуса был уменьшён, и была реализована трёхзвенная передача (26–28–38 зубьев), приводимая движением соседнего пальца через кольцевой элемент.

Кинематические схемы трёх- и пятизвенной передач приведены на рис. 1 и 2 соответственно.

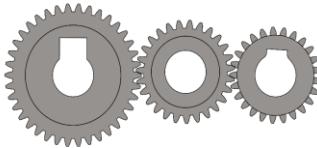


Рис.1 – Кинематическая схема трёхзвенной внутренней зубчатой передачи протеза пальца.

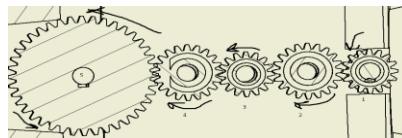


Рис.2 – Кинематическая схема пятизвенной внутренней зубчатой передачи протеза пальца.

Таким образом, для одного и того же принципа управления – привод от соседнего пальца – существуют два варианта реализации зубчатой передачи: пятизвенный (первый прототип) и трёхзвенный (компактный протез). Возникает задача их сопоставления по следующим критериям:

- синхронность сгибания протезируемого и «ведущего» пальцев;
- обеспечиваемая сила на кончике протезируемого пальца;
- чувствительность к люфтам и числу ступеней передачи.

В данной работе предлагается решение, основанное на введении фактического передаточного числа и оценке влияния числа звеньев передачи на потери и мёртвый ход.

Математическое описание движения и фактического передаточного числа.

Движение «ведущего» пальца описывается углом сгибания ψ . Через колышевой элемент и зубчатую передачу оно преобразуется в угол сгибания протезируемого пальца ϕ . Для идеальной без потерь передачи связь задаётся номинальным передаточным числом по углу/моменту $j_{\text{ном}}$, которое задает «жесткую» кинематическую связь между пальцами.

Реальная передача имеет потери по энергии и люфты в зацеплениях. Пусть в каждой паре зубчатого зацепления КПД равен η_0 , а число пар зацепления в передаче равно n . Тогда фактическое передаточное число по моменту определяется как:

$$j_{\text{факт}} = j_{\text{ном}} \cdot \eta_0^n \quad (1)$$

При одном и том же усилии со стороны соседнего пальца фактическое передаточное число напрямую определяет момент и силу на кончике протезируемого пальца. Увеличение числа звеньев при фиксированном $j_{\text{ном}}$ ведёт к экспоненциальному снижению $j_{\text{факт}}$.

Отдельно учитывается накопление люфтов. Если в каждой паре зацепления возникает малый угловой люфт $\Delta\varphi$, то суммарная «мёртвая зона» на выходе передачи приближённо пропорциональна числу пар зацепления:

$$\Delta\varphi_{\text{мертв}} \approx n \cdot \Delta\varphi \quad (2)$$

Под угловым люфтом $\Delta\varphi$.udem понимать свободный поворот звена передачи до момента фактического зацепления зубьев, возникающий из-за зазоров, упругих деформаций и износа. На уровне пользователя это проявляется как «мёртвый ход»: при начале движения соседнего пальца протезируемый палец первое время остаётся неподвижным, пока суммарный угол поворота не превысит $\Delta\varphi_{\text{мертв}}$. Увеличение числа пар зацепления приводит к росту $\Delta\varphi_{\text{мертв}}$ заметной задержке включения протеза в движение, что особенно критично при попытке синхронно сгибать протезируемый палец вместе с «ведущим» пальцем.

В результате увеличение числа ступеней передачи:

- не улучшает кинематическую связь по углу (она задана $j_{\text{ном}}$);
- но уменьшает фактическое передаточное число по моменту и увеличивает «мёртвую» зону, ухудшая синхронность и управляемость.

Результаты сравнения трёх- и пятизвенной схем

Для корректного сравнения вводится мысленный эксперимент: обе передачи (трёх- и пятизвенная) рассматриваются в одном и том же компактном корпусе с одинаковым номинальным передаточным числом $j_{\text{ном}} = 1,5$. Для пятизвенной передачи числа зубьев подбираются так, чтобы сохранить это же $j_{\text{ном}}$ между входным колесом (связанным с «ведущим» пальцем) и выходным (связанным с протезируемым пальцем), промежуточные колёса выполняют лишь роль компоновочных.

При этом:

- в пятизвенной передаче число пар зацепления $n_A = 4$;
- в трёхзвенной $n_B = 2$.

При типичном КПД одной пары $\eta_0 \approx 0.95$:

$$j_{\text{факт } A} \approx 1,5 \cdot 0.95^4 \approx 1,22 \quad (3)$$

$$j_{\text{факт } B} \approx 1,5 \cdot 0.95^2 \approx 1,35 \quad (4)$$

При одинаковом усилии со стороны соседнего пальца трёхзвенная передача обеспечивает примерно на 10% большее фактическое передаточное число, что следует из (3), (4) и, соответственно, большую силу на кончике протезируемого пальца. Одновременно по (2) суммарная «мёртвая зона» по углу для пятизвенной передачи примерно вдвое выше, чем для трёхзвенной, что ухудшает начальную синхронизацию движения: небольшие движения «ведущего» пальца не сразу приводят к движению протеза.

Практические испытания прототипов [4], [5] согласуются с этим выводом: конструкция с трёхзвенной передачей субъективно воспринимается пользователем как более «живая», требующая меньшего усилия для начала движения и дающая более предсказуемую синхронизацию с соседним пальцем, при сохранении требуемой силы хвата.

Заключение

В выполненном сравнительном анализе рассмотрены два варианта протеза пальца руки, приводимого движением соседнего пальца: конструкция с трёхзвенной и пятизвенной внутренними зубчатыми передачами. Введено понятие фактического передаточного числа передачи, учитывающее потери в каждой паре зацепления и позволяющее компактно описать влияние числа звеньев на передаваемый момент и силу.

Показано, что при одинаковом номинальном передаточном числе каждая дополнительная пара зацепления:

умножает фактическое передаточное число на коэффициент $\eta_0 < 1$, снижая силу на кончике протезируемого пальца;

добавляет к суммарному люфту величину порядка $\Delta\varphi$ увеличивая «мёртвую зону» и ухудшая синхронность движения протеза с соседним пальцем.

Для рассматриваемой конструкции это приводит к тому, что трёхзвенная схема при одинаковом принципе управления обеспечивает большее фактическое передаточное число, меньшую мёртвую зону и более эффективную синхронизацию движения, чем пятизвенная. Полученные соотношения могут использоваться как простое инженерное правило при выборе структуры передачи в механических протезах пальцев и близких по кинематике устройствах.

Литература:

1. Bhat A. K., Acharya A. M., Narayananakurup J. et al. Functional and cosmetic outcome of single digit ray amputation in hand // Musculoskeletal Surg. – 2017. – Vol. 101. – P. 275–281.
2. Cutti A. G., Cipriani C. et al. Upper limb prosthetic technologies: past, present and future // J. NeuroEngineering Rehabil. – 2016. – Vol. 13. – P. 1–15.
3. Dechev N., Cleghorn W., Naumann S. Multiple finger, linkage driven prosthetic hand // Mechanism and Machine Theory. – 2003. – Vol. 38, № 6. – P. 559–581.
4. Магеррамов Э. А. Разработка автономной системы движения протеза пальца руки: выпускная квалификационная работа бакалавра. – Томск: Томский политехнический университет, 2023.
5. Магеррамов Э. А. Разработка конструкции протеза пальцев руки: выпускная квалификационная работа магистра. – Томск: Томский политехнический университет, 2025.

**РАЗРАБОТКА МАЛОМОЩНОГО АУДИОПЛЕЕРА С ВНЕШНИМ
УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ НОСИМОГО ДАЛЬНОМЕРНОГО
УСТРОЙСТВА**

А. А. Чупров

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, alexchuprov55@mail.ru**

Научный руководитель: Никулин А. В., к.т.н., доцент

Целью работы является синтез аудиопроигрыватель с внешним управлением по следующим критериям оптимальности: стоимость, габариты и энергоэффективность. Для чего проанализированы и оценены существующие реализации, определены достоинства и недостатки. Результатом анализа являются схемы электрические принципиальные пяти доступных на рынке аудиопроигрывателей, на основе которых разработан модуль со следующими параметрами: стоимость ~200р. при приобретении компонентов по розничной цене; габариты 2x2x0,4 см; энергопотребление в среднем при проигрывании 140 мА.

The objective of this work is to synthesize an audio player with external control based on the following optimality criteria: cost, dimensions, and energy efficiency. To achieve this, existing implementations have been analyzed and evaluated, and their advantages and disadvantages have been identified. The result of the analysis is the schematic diagrams of five commercially available audio players, based on which a module has been developed with the following parameters: cost ~200 rubles when

purchasing components at retail prices; dimensions 2x2x0.4 cm; average power consumption during playback 140 mA.

Введение

Для решения проблем слабовидящих или незрячих разрабатываются различные устройства. Например, для их ориентации в пространстве в «Новосибирском государственном техническом университете» (НГТУ) разрабатывается носимый дальномер [1], анализирующий пространство и передающий информацию о препятствиях пользователю через звук.

Для таких специализированных устройств отсутствуют одновременно доступные, компактные и энергоэффективные аудиомодули. Поэтому данная работа направлена на разработку оптимального аудиопроигрывателя. Для достижения цели следует: изучить работу аудиопроигрывателя, проанализировать существующие решения с оценкой и определением достоинств и недостатков, синтезировать аудиомодуль, оценить параметры оптимальности полученной реализации. Аудиопроигрыватель оптимален, если достигнута малая стоимость по сравнению с аналогами, минимальное энергопотребление и габариты.

Аудиопроигрыватель и его составные элементы

Аудиопроигрыватель в общем виде состоит из следующих блоков:

- 1) динамик (рисунок 1, последний элемент); 2) усилитель (рисунок 1, Amp) – для получения требуемого уровня мощности на динамике;
- 3) цифро-аналоговый преобразователь (DAC) – микросхема, преобразующая цифровые данные в аналоговые; 4) микросхема для декодирования аудиофайлов (Decoder); 5) блок памяти – хранит аудиозаписи (Memory); 6) микроконтроллер (Microcontroller) – управляет памятью и декодером.

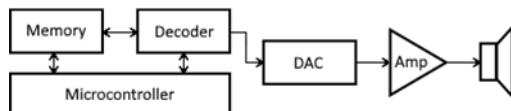


Рис. 1 – Обобщённая структурная схема аудиопроигрывателя

Исследуя элементы аудиопроигрывателя, учтено следующее:

- при выборе усилителя важен его КПД и выходная мощность для экономии заряда аккумулятора и достижения достаточной громкости устройства, для чего лучше подойдёт усилитель класса D с выходной мощностью до 2,5 Вт (при чувствительности динамика ~90 дБ/Вт/м);

- интересующий формат аудио – MP3 (MPEG-1/2 Audio Layer III) – экономный по памяти [2] и является самым распространённым, наполняя рынок различными реализациями его декодирования;
- блок памяти – постоянная память – лучше подойдёт карта памяти microSD (micro Secure Digital), так как она легче извлекается из устройства, управляется и внедряется в отличие от памяти в виде микросхемы;
- в качестве микроконтроллера выбран ATmega328P, т. к. он входит в упомянутое ранее устройство для незрячих от НГТУ; для удобства работы с микроконтроллером используем платформу Arduino.

Обзор реализаций аудиопроигрывателей

Проанализированы работы [3-6], из них выделены два метода декодирования аудиофайлов программный и аппаратный:

- программное декодирование не требует отдельного декодера и обеспечивает большую гибкость аудиопроигрывания, но нужна высокая производительность микроконтроллера, для чего ATmega328P не подходит;
- аппаратное декодирование экономичней по стоимости, энергопотреблению и нагрузке на управляющий элемент, но нужна отдельная микросхема, а в некоторых случаях – внешний тактовый генератор.

После выполнен анализ пяти приобретённых плееров: “GOHJMY MP3 Decoding module” (1-й плеер, цена 112 р.), “Mini USB MP3 Media Player” (2-й, 298 р.), “DFPlayer Mini” (3-й, ~175 р.), “MP3 Digital Player” (4-й, 209 р.), “MP3 Player U-disc 2.0” (5-й, 166 р.). По ним получены схемы электрические принципиальные методом реверс инжиниринг, собраны аудиопроигрыватели на макетной плате – полученные схемы корректны.

Анализируемые плееры содержат следующие ключевые элементы:

- 1) декодеры: 1-й плеер – AC1082, 2-й – AB1801CJAK15.1-87, 3-й – AB23A794378.1-74 (AC1074), 4-й – AD16280, 5-й – AB23A799757.1-83;
- 2) усилители: 1-й плеер – 8002D, 2-й и 3-й – 8002A;
- 3) блок памяти: во всех плеерах – microSD.

Из анализа схемотехнических решений выделены следующие преимущества и недостатки:

- декодеры являются системами на одном кристалле – по заданному алгоритму читают записи памяти, декодируют их и передают на усилитель без отдельного микроконтроллера, что является преимуществом и недостатком, так как внутренний алгоритм такой микросхемы сложно изменить, что ограничивает управление воспроизведением;

- микросхема AC1074 имеет интерфейс UART, позволяющий управлять воспроизведением по своему алгоритму, но требуется микроконтроллер для подачи команд управления;
- в этих декодерах встроены подтягивающие резисторы для линий карты памяти, что сокращает количество внешних компонентов;
- используются усилители 8002D (или 8002A) класса D, обеспечивающие достаточную мощность, но только в одном решении воздействован вывод «shutdown», отключающий усилитель для экономии энергии, что является недостатком остальных проигрывателей;
- используются светодиоды для индикации состояния плеера, в некоторых случаях – в декоративных целях, что негативно для автономности.

Синтез аудиопроигрывателя с внешним управлением

Разработано схемотехническое решение модуля (рисунок 2) на основе: декодера AC1074 – есть интерфейс для управления проигрыванием; усилителя 8002D – недорогое решение с высоким КПД, обеспечивающее достаточную громкость при нагрузке 4 Ом; карты памяти microSD – компактная память, хорошее энергопотребление в стандартном режиме работы [7]; ATmega328P – достаточно для управления воспроизведением.

- Оценены параметры энергопотребления, стоимости и компактности:
- AC1074 компактный декодер (корпус SOP 24); энергопотребление до ~80 mA [8] (с учётом схемы подключения, рисунок 2); стоимость ~100 р., на основании цены плеера, на котором она выполнена;
 - 8002D [9] компактный усилитель (SOP 8); с низким потреблением и возможностью перехода в выключенный режим; стоимость от 30 р;
 - карта памяти microSD: ток потребления до 100 mA в стандартном режиме; стоимость зависит от её параметров, так microSD Smartbuy 2 GB по малой цене ~200 р, которой достаточно для аудиопроигрывания [10];
 - ATmega328P [11] – компактный микроконтроллер с низким энергопотреблением и невысокой стоимостью.

По схеме (рисунок 2) создан рабочий аудиомодуль (рисунок 3).

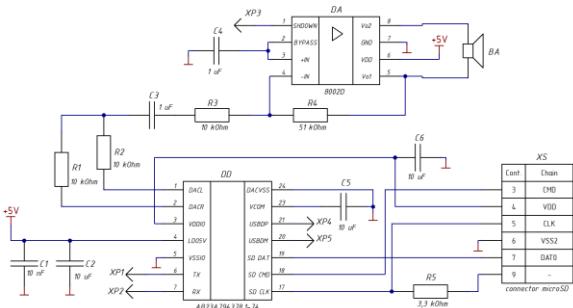


Рис. 2 – Схема электрическая принципиальная итогового модуля

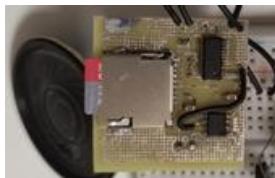


Рис. 3 – Конечная реализация аудиопроигрывателя

Заключение

Проанализированы решения аудиопроигрывания и 5 доступных на рынке плееров, на основе анализа синтезировано оптимальное решение аудиопроигрывателя по критериям стоимости и энергопотребления:

- цена устройства составляет ~200 р. при приобретении компонентов по розничной цене (без учёта microSD и микроконтроллера), что является достаточно малой величиной относительно исследованных плееров;
- потребляемый ток устройства в среднем равен ~140 мА при воспроизведении (измерено), что является очень малым значением.

Выполненное физическое решение имеет не оптимальные габариты 20x20x4 мм, так как расположение компонентов не плотное.

По результатам работы поставленная цель достигнута по большей части. Полученное устройство можно использовать для внедрения вносимое дальномерное устройство при модернизации по габаритам.

Литература:

1. Dynamic Rangefinding Wearable Hardware–Software System for Visually Impaired, Based on Double-Type Sensors / A. V. Nikulin, V. V. Smirnov, A. S. Kazmina, A. A. Babina // IEEE Sensors Journal. – 2025. - vol. 25, no. 6. – pp. 10287-10294. – doi: 10.1109/JSEN.2025.3530929.

2. Scot H. MP3: The Definitive Guide / O'Reilly & Associates. – Sebastopol, CA, 2000. – 406 p.

3. Программный декодер MP3 на STM32F10x: демопроект [Электронный ресурс] // Easy Electronics: сайт. – URL: <https://we.easylelectronics.ru/STM32/programmnyy-dekoder-mp3-na-stm32f10x-demoproekt.html> (дата обращения 21.10.2025).
4. MP3-плеер своими руками [Электронный ресурс] // Cyberleninka: [сайт]. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/mp3-pleer-svoimi-rukami/viewer> (дата обращения: 21.10.2025).
5. Open Source DIY MP3 player Sakura [Электронный ресурс] // Radiolocman : [сайт]. – URL: <https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=55078> (дата обращения: 21.10.2025).
6. Sun Y., Di X., Zhu L. Design of Cortex-M4F-Based Intelligent Audio Player // 2013 International Conference on Information Technology and Applications. – Chengdu, China, 2013. – pp. 109-112.
7. Datasheet: SanDisk® Industrial microSD™ Card. – SanDisk Corporation, 2015. – p. 27. [Электронный ресурс]. – URL: <https://images-na.ssl-images-amazon.com/images/I/91tTtUMDM3L.pdf> (дата обращения: 21.10.2025).
8. Datasheet: AC1074 chip. – Zhuhai Jieli Technology Co., Ltd., 2015. – p. 8. [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.yunthinker.com/static/upload/file/20250103/1735889997820275.pdf> (дата обращения: 21.10.2025).
9. Datasheet: TC8002D 3W sound power amplifier chip. – Fine Made Electronics Group Co., Ltd. – p. 5. [Электронный ресурс]. – URL: <https://static.chipdip.ru/lib/159/DOC013159688.pdf>. (дата обращения: 21.10.2025).
10. Отчет о тестировании карты памяти Smartbuy microSDHC 2 ГБ. [Электронный ресурс] // dns-shop: официальный сайт. – URL: <https://club.dns-shop.ru/review/t-127-kartyi-pamyati/31571-otchet-o-testirovaniyu-kartyi-pamyati-smartbuy-microsdhc-2-gb-sb2gb> (дата обращения: 21.10.2025).
11. Datasheet: ATmega328P. – Atmel Corporation, 2015. – p. 294. [Электронный ресурс]. – URL: <https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/ATmega328P-datasheet.pdf> (дата обращения: 21.10.2025).

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ

Секция ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ И СИСТЕМЫ. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКОЛОГИЯ

Андреев М. Н., Соловиченко Д. Ю.	Новосибирск	3
Бороденко Ф. Д.	Новосибирск	8
Мельников А. С., Быркин Ю. С., Древс А. Н.	Санкт-Петербург	12
Геймор С.	Новосибирск	17
Мельников А. С., Древс А. Н., Быркин Ю. С.	Санкт-Петербург	19
Думолакас Д. Д., Винтер Э. Р., Хацаюк М. Ю.	Красноярск	24
Зайцев А. А.	Новосибирск	28
Косицын А. А.	Новосибирск	32
Кочергина А. Д., Сюрбак Л. А.	Красноярск	37
Кузнецов В. А., Бороденко Ф. Д.	Новосибирск	40
Никитин М. И.	Новосибирск	43
Симахин В. В., Константинов Р. И.	Красноярск	47
Сюрбак Л. А., Кочергина А. Д.	Красноярск	52

Секция ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

Быков Н. А.	Новосибирск	56
Воронин В. А.	Новосибирск	60
Гейнрих Г. О., Полуэктова А. В.	Новосибирск	64
Гончаров Д. А.	Новосибирск	68
Ешин Ю. А.	Новосибирск	72
Жилин О. А.	Новосибирск	75
Жоголь М. Р.	Новосибирск	79
Лобачева А. С.	Новосибирск	84
Медведева Е. А.	Новосибирск	89
Мочалов М. Г.	Новосибирск	93
Никулин Р.О., Новокрещенов О.И.	Новосибирск	96
Носиков А. А.	Новосибирск	99
Орешченко М. А.	Новосибирск	103
Осипов В. А.	Новосибирск	108

Полуэктова А. В.	Новосибирск	111
Полынцева А. В., Рыжкова П. А.	Новосибирск	114
Сечин Н. А.	Новосибирск	117
Скорых В. В.	Томск	121
Смолягин Д. И.	Новосибирск	125
Смолягин Д. И.	Новосибирск	128
Стрельцов В. С.	Новосибирск	132
Темляков А. А., Гречкин В. В.	Новосибирск	135
Трушин М.В., Новокрещенов О.И.	Новосибирск	139
Факеев А. П.	Новосибирск	142
Харлуков В. Р.	Новосибирск	145
Чернухин Р. А., Темлякова З. С., Морозов П. В.	Новосибирск	148
Чусовитин Г. Н.	Новосибирск	151

Секция – ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Блинов Д. С., Побединский Е. С.	Новосибирск	155
Гроут А. А.	Новосибирск	158
Дядюнов А. Р., Луговой С. Е.	Новосибирск	162
Кетов Р. М.	Новосибирск	165
Куроченко В. А.	Новосибирск	170
Лукин М. Д.	Новосибирск	173
Обухов И. О.	Новосибирск	178
Сваровский А. Г.	Новосибирск	181
Слабоденюк А. А., Зеленин М. В.	Новосибирск	184
Стоянова А. В.	Новосибирск	189
Черных А. А.	Новосибирск	191
Шерстобитов И. Е.	Новосибирск	194

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Владыко П. А.	Новосибирск	198
Балясников З. Э.	Новосибирск	202
Банников И. Е., Загорулько М. А.	Новосибирск	207
Загорулько М. А., Банников И. Е.	Новосибирск	211
Захаров Д. В.	Новосибирск	216
Мурзинов С. А	Новосибирск	221

Парвоин Н. А.	Новосибирск	223
Смирнов Д. Е.	Новосибирск	227

**Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ
ТЕЛЕКОММУНИКАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ;**

Уляшин А. Ф., Разинкин В. П., Остертак Д. И.	Новосибирск	231
Соганов П. И., Степанов М. А.	Новосибирск	235
Сиделев О. В., Разинкин В. П.	Новосибирск	239
Стрелковский К. А., Разинкин В. П.	Новосибирск	243
Дёмочкин В. Н., Карманов В. С.	Новосибирск	246
Казьмина А. С., Мисюра А. С.	Новосибирск	250

Секция БИОМЕДИЦИНСКАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Алексеев Н. О.	Новосибирск	256
Барнашова К. С.	Новосибирск	262
Брилева С. С.	Новосибирск	266
Магеррамов Э. А.	Новосибирск	271
Чупров А. А.	Новосибирск	275

НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ
Сборник научных трудов в 9 частях

г. Новосибирск, 08 декабря - 12 декабря 2025 г.
Часть 3
Под редакцией Захаровой Е. В.

Подписано в печать 10.02.2026. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.
Уч.-изд. л. 16,5. Печ. л. 17,75. Тираж 10 экз. Заказ №Р-05099
Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20