

ВКЭМ - 2025

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

IV Всероссийская конференция по электрическим машинам

г. Уфа 2026

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

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Материалы

*IV Всероссийской конференции по электрическим машинам
(г. Уфа, 17–19 декабря 2025 г.)*

Научное электронное издание сетевого доступа

Уфа
Уфимский университет
2026

УДК 621.313
ББК 31.261
Э45

*Печатается по решению кафедры электромеханики ПИШ
«Моторы будущего» УУНУТ.
Протокол № 22 от 25.03.2026 г.*

Редакционная коллегия:

канд. техн. наук, доцент кафедры, и. о. заведующего кафедрой
электромеханики, директор ПИШ «Моторы Будущего»

М. В. Охотников (отв. редактор);

д-р техн. наук, профессор кафедры электромеханики **Ф. Р. Исмагилов**;
начальник технологического отдела ПИШ «Моторы Будущего»,

ассистент кафедры электромеханики **А. И. Шайхлисламов**;

ассистент кафедры электромеханики ПИШ «Моторы Будущего» **М. В. Иванов**;

инженер конструкторского бюро ПИШ «Моторы Будущего»,
ассистент кафедры электромеханики **Д. В. Кобзов**

Э45 **Электротехнические комплексы и системы:** материалы IV Всероссийской конференции по электрическим машинам (г. Уфа, 17–19 декабря 2025 г.) / / отв. ред. М. В. Охотников [Электронный ресурс] / Уфимск. ун-т науки и технологий. – Уфа: Уфимский университет, 2026. – 198 с. – URL: <https://uust.ru/media/documents/digital-publications/2026/065.pdf> – Загл. с титула экрана.

ISBN 978-5-7477-6363-0

В сборнике представлены научные статьи, посвященные современным исследованиям и разработкам в области электрических машин и их применения, освещаются актуальные проблемы, инновационные технологии и перспективные направления развития данной области.

Статьи охватывают широкий спектр тем, включая теорию, моделирование, проектирование и эксплуатацию электрических машин.

Предназначен для специалистов, исследователей и студентов, интересующихся электротехникой и энергетикой.

УДК 621.313
ББК 31.261

ISBN 978-5-7477-6363-0

© Уфимский университет, 2026

СОДЕРЖАНИЕ

1. *Абрамов А. А., Ииутинов В. В., Головенкин В. А.* Разработка метода расчета магнитной проводимости воздушного зазора между коаксиальными цилиндрическими поверхностями в ограниченном углом секторе5
2. *Ахмадиев А. Р., Ахметгалеев Э. А.* Системы управления в перспективных силовых установках 11
3. *Байбурин А. Р., Мусин Р. М.* Синхронные реактивные электрические машины (SynRM) как технологическая основа перехода к стандартам энергоэффективности IЕ5/IE6..... 15
4. *Байбурин А. Р., Мусин Р. М.* Исследование эффективности применения аморфных магнитных сплавов в статорах высокооборотных генераторов для гибридных силовых установок БПЛА21
5. *Бокарев А. И., Дианов В. А., Бузунов Н. В., Карташов А. Б., Лобачев И. В., Пирожков Р. Д.* Анализ энергетической эффективности при оснащении полуприцепа приводной осью с электроприводом27
6. *Власов А. И., Ииутинов В. В., Абрамов А. А.* Экспериментальное исследование влияния технологии изготовления магнитопровода на потребительские характеристики электродвигателя с внешним ротором38
7. *Горбатков П. В., Султангареев Д. У., Хамзин Ф. С.* Исследование методов коррекции неуравновешенности жестких роторов электрических машин46
8. *Исмагилов Ф. Р., Баязитов А. Р.* Обзор применения метода тагучи при проектировании высокоудельных электрических машин51
9. *Каримов А. Ф., Султангареев Д. У.* Современные варианты реализации конструкции электротурбокомпрессора дизельного двигателя грузового автомобиля56
10. *Лобович М. С.* Применение электромеханических преобразователей в гибридных транспортных средствах: сравнительный анализ..... 62
11. *Морозов Д. И.* Статические свойства синхронных машин при питании от источника тока66
12. *Мунзаров М. Ф.* Разработка методики расчета частотного пуска синхронного двигателя с бесщеточной системой возбуждения 71
13. *Мусин Р. М., Байбурин А. Р.* Эволюция тягового электропривода: от поиска оптимальной топологии к технологической независимости и мультифизической интеграции..... 81
14. *Мусин Р. М., Байбурин А. Р.* Стартер-генераторные установки для перспективных летательных аппаратов и БПЛА обзор топологий и систем охлаждения 87
15. *Нестеров К. М., Абуайяш А. М. М., Шарафутдинов А. В., Нестеров Н. К.* Исследование магнитных и прочностных свойств стали 30ХГСА для применения в конструкциях роторов синхронных машин95
16. *Судаков А.И., Зиятдинов И.Р.* Векторно-точечный способ оценки ударного тока мощных синхронных машин с использованием осциллограмм 108

17. *Султангареев Д. У., Горбатков П. В., Горюхин М. О., Иванов М. В., Кобзов Д. В., Хамзин Ф. С.* Применение полого проводника в обмотке стартер-генератора, интегрированного в авиационный двигатель 115
18. *Татауров А. И.* Токовый контур векторного управления синхронной машины с постоянными магнитами: математическая модель, ограничения инвертора и робастное регулирование..... 120
19. *Татауров А.И.* Тренды методов управления в робототехнике по данным OpenAlex: наукометрический обзор и мотивация гибридных архитектур для приводов синхронных машин с постоянными магнитами 125
20. *Татауров А. И., Хамзин Ф. С., Охотников М. В.* Повышение динамических характеристик векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами на базе стандартной модели MATLAB 130
21. *Терешкин В. М., Мулюков А. А., Ахмадеев А. Р.* Уточнение величины шим при реализации синусной широтно-импульсной модуляции в трехфазной системе..... 137
22. *Фархутдинов Р. И., Щетин Д. И.* Роль ИОТ и облачных платформ в мониторинге и управлении распределёнными электромеханическими системами..... 143
23. *Хамзин Ф. С., Султангареев Д. У., Иванов М. В.* Ключевые аспекты проектирования дисковых электрических машин для электротранспорта 147
24. *Шавалеев Р. Р., Исмагилов Ф. Р.* Оптимизация массогабаритных показателей и уменьшения потерь электрических машин с использованием перспективных материалов..... 151
25. *Шайхлисламов А. И., Исмагилов Ф. Р., Ихсанов И. А.* Перспективная катушка, изготовленная аддитивным методом из алюминиевого сплава $AlSi_{10}Mg$, для электрической машины с постоянными магнитами..... 155
26. *Шарафутдинов Ш. Н.* Стратегия выбора топологии полюсов радиального магнитного подшипника на основе анализа распределения магнитного поля 161
27. *Щетин Д. И., Фархутдинов Р. И.* Интеллектуальные системы управления электроприводами на основе нечёткой логики и нейронных сетей: архитектуры, преимущества и пути практической реализации..... 166
28. *Янгиров И. Ф., Исмагилов Ф. Р., Кабиров А. М., Ахмеджанова Э. Р., Кудрявцев Н. С.* Композитный модернизированный двухспиральный двигатель (КМДД)..... 169
29. *Янгиров И. Ф., Лобанов А. В., Гарифуллин М. Р., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Кабиров А. М.* Универсальный спиральный генератор крутильно-вращательных колебаний 177
30. *Янгиров И. Ф., Охотников М. В., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Ахмеджанова Э. Р.* Математическое и экспериментальное описание надежности электрощеток электрических машин 183
31. *Янгиров И. Ф., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Ахмеджанова Э. Р.* Спиральные электромеханические часы с электроприводом микроробота (СЭЧЭМ) 189

*Абрамов А. А.
a.b.r.m.v@yandex.ru
АО «ЛЕПСЕ», г. Киров, Россия*

*Ишутинов В. В.
АО «ЛЕПСЕ», г. Киров, Россия*

*Головенкин В. А.
ФГБОУ ВО «ВятГУ», г. Киров, Россия*

РАЗРАБОТКА МЕТОДА РАСЧЕТА МАГНИТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА МЕЖДУ КОАКСИАЛЬНЫМИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ В ОГРАНИЧЕННОМ УГЛОМ СЕКТОРЕ

Аннотация: Статья посвящена исследованию возможности создания метода расчета магнитной проводимости воздушного зазора между коаксиальными цилиндрическими поверхностями в ограниченном углом секторе, который бы учитывал выпучивание магнитного потока. Разработка метода является актуальной задачей, так как в настоящее время электромагниты с такой формой воздушного зазора малоизучены. Целью данной статьи является обзор разработанных авторами методов расчета магнитной проводимости воздушного зазора и выявление лучшего из них. Основными подходами к исследованию являются аналитический расчет и моделирование магнитного поля. В результате работы проведен сравнительный анализ разработанных авторами методов и сделаны выводы о возможности их применения при проектировании электромагнита с поперечно движущимся якорем. Приведенный материал будет полезен при проектировании электромагнитов с аналогичной или близкой к рассмотренной формой воздушного зазора. *Ключевые слова:* электромагнит с поперечно движущимся якорем, воздушный зазор, коаксиальные поверхности, магнитная проводимость, метод расчета

*Abramov A. A.
a.b.r.m.v@yandex.ru
AO LEPSE, JSC, Kirov, Russia*

*Ishutinov V. V.
AO LEPSE, JSC, Kirov, Russia*

*Golovenkin V. A.
FSBEI «VyatSU», Kirov, Russia*

ELABORATION OF CALCULATION METHOD FOR AIR GAP MAGNETIC CONDUCTANCE BETWEEN CO-AXIAL CYLINDRICAL SURFACES ON SECTOR WITH LIMITED ANGLE

Abstract: The article deals with research of calculation methods for air gap magnetic conductance between co-axial cylindrical surfaces on limited-angle sector, which included protrusion of magnetic flux. The elaboration calculation methods is actually task because electromagnet with this air-gap type are poorly understood. The purpose of this article is review of elaboration by authors calculation methods for air gap

magnetic conductance and determinate the best from them.

The main methods of research are analytical calculations and modeling magnetic field.

The comparative analyze for elaboration by authors calculation methods and conclusion about their application for designing of electromagnet with transverse moving armature as a result of research.

This article will be helpful for research and creation electromagnets with the same construction of air gap.

Keywords: electromagnet with transverse moving armature, air gap, co-axial surfaces, magnetic conductance, calculation method

ВВЕДЕНИЕ

Вопрос расчета магнитной проводимости воздушных зазоров (МПВЗ) лежит в основе создания любого электромагнита. Отечественной отрасли электромеханики известно несколько методов ее расчета. Их применение для наиболее распространенных форм воздушного зазора теоретически обосновано и проверено многолетней практикой.

При разработке методики расчета электромагнита с поперечно движущимся якорем (ЭМПД), авторы столкнулись с некоторыми трудностями при расчете МПВЗ. Было принято решение рассмотреть возможность разработки и применения собственного метода расчета МПВЗ выбранной формы, которая бы имела не только эмпирическую связь с конструкцией исследуемого ЭМПД, но и была бы теоретически и практически обоснована. В дальнейшем это позволило бы применить его в иных случаях при схожих формах воздушного зазора.

В настоящей статье приведены описание разработанных авторами методов расчета МПВЗ для формы воздушного зазора, находящегося между коаксиальными цилиндрическими поверхностями в ограниченном угловом секторе, и результаты вычислений при их использовании. Подход к исследованию осуществлен при помощи методов аналитического расчета и моделирования магнитного поля.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Форма полюсов, воздушного зазора и размеры, для которых приводятся результаты исследований, представлены на рис. 1.

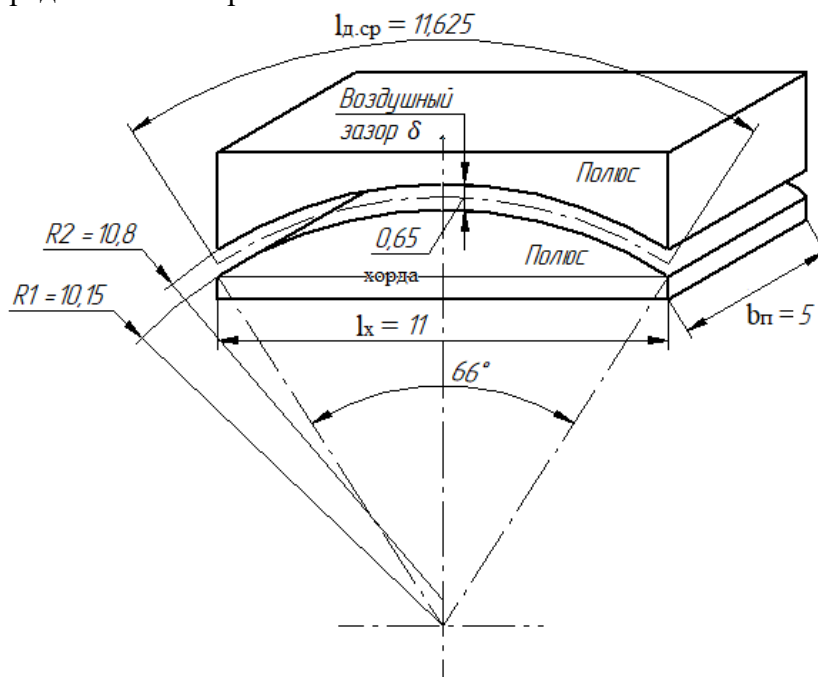


Рисунок 1 – Размеры исследуемых полюсов и воздушного зазора

Можно считать, что рассматриваемая форма является частным случаем воздушного

зазора, образованного двумя коаксиальными цилиндрами. Отечественной электромеханике известны случаи применения таких воздушных зазоров в электромагнитах [1] и методы расчета проводимости для них [2].

Первым известным методом является метод решения уравнений поля. В его основу положено решение уравнения магнитного поля Лапласа, а конечная расчетная формула имеет вид

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{\varphi}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \cdot b_{\text{п}} \quad (1)$$

где μ_0 – магнитная постоянная, Гн/м;

φ – угол раствора полюса, рад;

$b_{\text{п}}$ – ширина полюсов, м;

R_1, R_2 – меньший и больший радиусы полюсов, м.

Вторым известным методом является метод прямого математического расчета (аналитический расчет). Его применение правомерно, когда размер воздушного зазора много меньше, чем образующие его радиусы. В таком случае формула имеет следующий вид

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{\varphi \cdot \left(R_1 + \frac{\delta}{2}\right)}{\delta} \cdot b_{\text{п}} \quad (2)$$

δ – высота воздушного зазора, м.

Достоинствами методов являются их простота, строгое теоретическое обоснование, а также накопившееся обширное практическое применение в разработанных ранее с их помощью электромагнитах.

Недостатками методов являются накладываемые ограничения (для метода прямого математического расчета) и расчет МПВЗ без учета выпучивания магнитного потока [2].

Выявленные недостатки известных методов, возможность использования современных вычислительных инструментов, а также необходимость учета выпучивания магнитного потока побудили авторов статьи рассмотреть возможность создания собственного метода расчета МПВЗ между коаксиальными цилиндрическими поверхностями в ограниченном угле сектора

При проведении исследования помимо результатов вычисления МПВЗ с учетом выпучивания магнитного потока дополнительно приводятся результаты расчета МПВЗ без учета выпучивания магнитного потока. Это позволяет оценить корректность применения разработанного метода относительно известных.

В настоящее время известно [2] о возможности применения метода конформных преобразований для расчета МПВЗ. Исследованию этого вопроса посвящены работы [3] и [4]. Суть метода сводится к замене действительного поля, имеющего достаточно сложную конфигурацию и в силу этого не поддающегося исследованию методом решения уравнения Лапласа, другим, более простым полем, расчет которого известен или относительно легко может быть выполнен.

Приведенные результаты [3] экспериментального исследования конформных преобразований [4] для объектов прямоугольного сечения показывают высокий процент сходимости с теоретическими результатами, тем самым подтверждая корректность предлагаемых формул.

Авторы статьи предположили, что, взяв за основу разрабатываемого метода расчета МПВЗ рассматриваемой формы метод конформных преобразований и заменив прямоугольное сечение полюса круглым, можно сохранить общую суть метода и получить корректные результаты. Формула определения МПВЗ рассматриваемой формы без учета выпучивания магнитного потока в таком случае будет выглядеть следующим образом

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{\varphi \cdot R_1 + \frac{\delta}{\pi}}{\delta} \cdot b_{\pi} \quad (3)$$

Для учета выпучивания магнитного потока авторами предлагается увеличить длину поверхности полюса на величину равную одному воздушному зазору с каждой стороны.

Будем считать, что выпученные магнитно-силовые линии магнитного потока имеют форму дуги. Если каждую из этих дуг выпрямить относительно ее центра, то магнитно-силовые линии потока будут пересекать поверхность полюса на ее мнимом продолжении. Его размер, по мнению авторов, можно принять как некоторую малую часть полюса равную высоте одного воздушного зазора с каждой стороны. Таким образом, формула (3) примет следующий вид

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{\varphi \cdot R_1 + 2 \cdot \delta + \frac{\delta}{\pi}}{\delta} \cdot b_{\pi} \quad (4)$$

В настоящее время также известно об экспериментально-аналитическом методе, разработанном и экспериментально реализованном А.Г. Сливинской [1]. В его основу положен принцип подобия, примененный для наиболее распространенных форм воздушного зазора, отличающихся только размерами.

Суть метода заключается в поиске удельной МПВЗ, которая далее используется для определения полной МПВЗ при любом сочетании размеров полюса. Характер функции, выражающей удельную МПВЗ, зависит от того, какой из размеров принят в качестве базового.

Из всего многообразия геометрических форм воздушного зазора, для которых были получены результаты, ближе всего к рассматриваемому в настоящей статье находится воздушный зазор, образованный плоскими квадратными полюсами. Проводимость такого зазора вычисляется по формуле (5)

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \left(\frac{a^2}{\delta} + \left\{ \frac{1,51 \cdot a^2 + 0,48 \cdot a^2 \cdot \delta}{2,4 \cdot a^2 + \delta} \right\} + \frac{0,14 \cdot a^2}{\ln \left(1,05 + \frac{\delta}{a} \right)} \right) \cdot b_{\pi}, \quad (5)$$

В формуле (5) в качестве базового размера используется длина ребра квадрата a . Фигурными скобками выделено слагаемое, отвечающее за выпучивание магнитно-силовых линий потока [1].

Авторы статьи считают, что поверхность полюсов исследуемого воздушного зазора можно представить как квадрат с ребрами, имеющими некоторый радиус кривизны. С учетом сохранения постоянной высоты воздушного зазора по всей длине полюса предлагается дополнить формулу (5) множителями, учитывающими отличие рассматриваемой формы воздушного зазора от исследованной экспериментально. Таким образом, формула (5) примет следующий вид

$$G_{\delta} = \mu_0 \cdot \left(\frac{l_x^2}{\delta} + \left\{ \frac{1,51 \cdot a^2 + 0,48 \cdot a^2 \cdot \delta}{2,4 \cdot a^2 + \delta} \right\} + \frac{0,14 \cdot l_x}{\ln \left(1,05 + \frac{\delta}{l_x} \right)} \right) \cdot b_{\pi} \cdot k_d \cdot k_s, \quad (6)$$

где k_d – коэффициент увеличения длины ребра, при наличии у него радиуса кривизны;

$$k_d = \frac{l_{д.ср}}{l_x}, \quad (7)$$

где $l_{д.ср}$ – длина дуги, являющейся ребром поверхности полюса;

l_x – длина хорды, соединяющей концы дуги $l_{д.ср}$;

k_s – коэффициент уменьшения площади, показывающий во сколько раз площадь реальной поверхности полюса меньше площади этого полюса при его представлении

квадратом

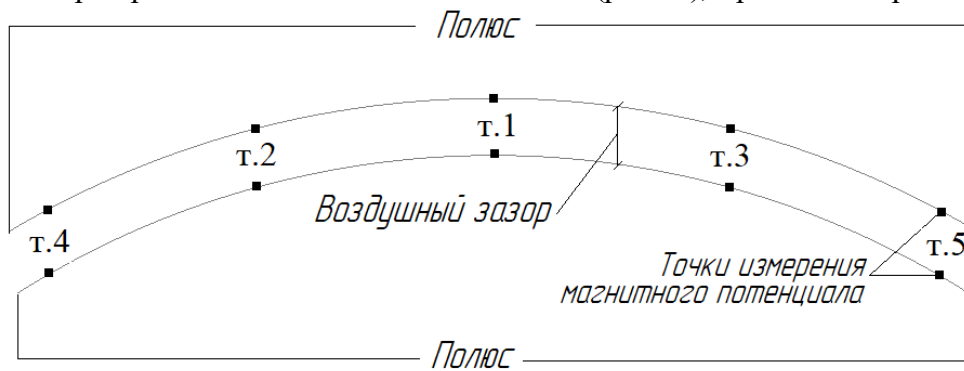
$$k_s = \frac{b_n}{l_x}, \quad (8)$$

Благодаря развитию специализированного программного обеспечения (ПО) и достигнутому им на сегодняшний день уровню появилась возможность расчета МПВЗ методом моделирования электромагнитного поля.

Для разработки метода расчета МПВЗ выбранной формы с помощью моделирования электромагнитного поля авторы статьи использовали ПО ANSYS. Его функционал позволяет осуществлять моделирование магнитного поля для геометрии любой сложности. В основе вычислений лежат известные методики и приемы. Важно отметить, что при использовании такого метода происходит численный расчет магнитного поля для рассматриваемой геометрии без каких-либо принимаемых упрощений и допущений. При этом все особенности магнитного поля, включая выпучивание потока учитываются решателем ANSYS.

Суть предлагаемого метода состоит в том, чтобы смоделировать магнитное поле в воздушном зазоре выбранной формы, определить значение магнитного потока с поверхности полюсов и разность магнитных потенциалов между ними в нескольких точках, после чего вычислить частное этих величин.

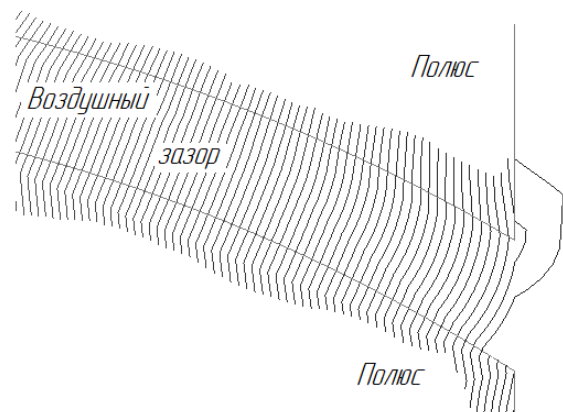
Результат расчета методом моделирования магнитного поля в ANSYS для 5 пар точек, равномерно расположенных по длине полюса (рис.2а), приведен на рис.2б.



а)

```
Scf : 1.3020094518491E-07
Scf : /(поток, /(+ (U1, +(U2, +(U3, +(U4, U5))))), 5))
Scf : 1.58325505147184E-07
Scf : /(поток, U5)
Scf : 1.67132007894499E-07
Scf : /(поток, U4)
Scf : 1.15018299277009E-07
Scf : /(поток, U3)
Scf : 1.15158362824038E-07
Scf : /(поток, U2)
Scf : 1.14615544719301E-07
Scf : /(поток, U1)
```

б)



в)

Рисунок 2 – Численный расчет МПВЗ методом моделирования магнитного поля
а) точки измерения; б) результаты расчета МПВЗ;
в) картина магнитного поля в сечении

Из результатов расчета видно, что точки, расположенные ближе к краям полюса,

имеют несколько большее значение МПВЗ, что свидетельствует о том, что решатель учитывает выпучивание магнитного потока при моделировании (рис.2в). В связи с тем, что высота воздушного зазора во всех рассмотренных парах точек постоянна целесообразно определить среднее арифметическое значение проводимости для рассмотренных пар точек воздушного зазора (верхняя строка рис.2б).

Сравнение результатов расчета МПВЗ, вычисленным для модели с размерами рис.1, по известным на сегодняшний день и разработанным авторами методам приведено в табл.1.

Таблица 1 – Сравнение результатов

Наименование метода	Выпучивание магнитного потока не учитывается		Выпучивание магнитного потока учитывается	
	$G_6 \cdot 10^{-7}$, Гн	Ошибка, %	$G_6 \cdot 10^{-7}$, Гн	Ошибка, %
Известные методы				
Решение уравнений поля	1,166	0	–	–
Прямой математический расчет	1,166	0	–	–
Разработанные методы				
Конформные преобразования	1,150	– 1,4	1,276	– 2
Приведенный экспериментально-аналитический	1,258	+ 7,8	1,299	< 1
Моделирование электромагнитного поля	1,164	< 1	1,302	0

Для нахождения ошибки получаемых значений МПВЗ без учета выпучивания поля в качестве эталонной величины была взята МПВЗ, рассчитанная методом решения уравнений поля. Это обусловлено, во-первых, строгим теоретическим обоснованием формулы, во-вторых, упоминанием формулы в исследованиях авторитетных авторов [1], [2], в-третьих, совпадением полученного значения МПВЗ со значением, полученным методом прямого математического расчета.

Для нахождения ошибки получаемых значений МПВЗ с учетом выпучивания поля в качестве эталонной величины была взята МПВЗ, рассчитанная методом моделирования электромагнитного поля. Это обусловлено, во-первых, хорошей сходимостью метода для МПВЗ без учета выпучивания, во-вторых, достоинствами метода, указанными выше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализируя результаты исследования можно заключить, что рассчитанные МПВЗ без учета выпучивания магнитного потока для рассматриваемой формы воздушного зазора по всем разработанным авторами методам показывают высокую степень сходимости с результатами расчета МПВЗ по известным методам. Это позволяет выдвинуть предположение, что разработанные авторами методы расчета МПВЗ с учетом выпучивания магнитного потока, демонстрирующие практически идентичные результаты, верны и могут быть использованы при разработке методики расчета ЭМПД с воздушным зазором, находящимся между коаксиальными цилиндрическими поверхностями в ограниченном углом секторе.

Лучшим, с точки зрения актуальности, является метод моделирования магнитного поля, т.к. он позволяет получить значения МПВЗ в результате прямого расчета магнитного поля в ПО с учетом особенностей формы воздушного зазора. Использование этого метода,

в случае внесения любого рода изменений в исходный расчет, позволяет получить обновленные результаты в автоматическом режиме, что значительно экономит время при проведении вычислений и оптимизационных расчетов.

Несколько более низкая сходимость приведенного экспериментально-аналитического метода может быть обусловлена некоторыми отличиями формы поверхностей полюсов от поверхностей, для которых было проведено экспериментальное исследование в [1], и невозможностью в полной мере учесть эти особенности вводимыми коэффициентами. По мнению авторов статьи, это вносит основную погрешность в конечный результат.

Метод конформных преобразований в данном случае хотя и дает практически идентичный относительно других разработанных методов результат, но является наименее предпочтительным, т.к. форма рассматриваемого зазора является достаточно простой и не имеет необходимости в конформном преобразовании. Применение этого метода целесообразно при отличии формы воздушного зазора от рассматриваемой, например, при наличии дополнительных зубцов или уступов, аналогично рассмотренным в [1] ЭМПД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гордон А. В., Сливинская А. Г. Электромагниты постоянного тока. М.: Госэнергоиздат. 1960.
2. Пятин Ю. М. Постоянные магниты. Справочник. М.: Энергия. 1980.
3. Ягола Г. К. Расчет магнитной проводимости подковообразных магнитов. Труды ВНИИМ. Вып.1. 1947.
4. W. Cramp, N. I. Calderwood. The calculation of air-space flux. The journal of IEE. Vol. 61. 1923.

Ахмадиев А. Р.
arслан-akhmadiev@yandex.ru

Ахметгалеев Э. А.
ahmetgaleev@gmail.com

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологии», г. Уфа, Россия

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИЛОВЫХ УСТАНОВКАХ

Аннотация: В условиях роста требований к эффективности, экологичности и гибкости энергетических систем особую роль играют современные системы управления, обеспечивающие надежную, безопасную и адаптивную работу перспективных силовых установок. В статье рассмотрены ключевые подходы к построению систем автоматизации и управления в интегрированных газификационных парогазовых установках (IGCC), атомных энергоблоках с газотурбинными циклами, а также в комбинированных парогазовых циклах. Приведены результаты моделирования эффективности систем управления, данные по снижению удельных выбросов CO₂ на 15–30 %, повышению КПД на 3–5 % и уменьшению времени пуска на 20–40 %. Особое внимание уделено вопросам надежности цифровых систем управления, включая методики анализа отказов, такие как RESHA, и применение избыточности и диверсификации в архитектуре ИиК (инструментальных и контрольных систем).

Ключевые слова: система управления, силовая установка, IGCC, парогазовый цикл, атомная энергетика, цифровая автоматизация, устойчивость, КПД

Akhmadiev A. R.
arслан-akhmadiev@yandex.ru

Akhmetgaleev E. A.
ahmetgaleev@gmail.com

Ufa University of Science and Technology, Ufa, Russia

CONTROL SYSTEMS IN ADVANCED POWER PLANTS

Abstract: Under growing demands for efficiency, environmental sustainability, and operational flexibility, modern control systems play a pivotal role in ensuring reliable, safe, and adaptive operation of advanced power plants. This paper reviews key approaches to automation and control system design in Integrated Gasification Combined Cycle (IGCC) plants, nuclear power units with gas turbines, and modern combined cycle power plants. Simulation results show CO₂ emission reductions of 15–30 %, thermal efficiency improvements of 3–5 %, and startup time reductions of 20–40 %. Particular attention is paid to digital I&C reliability, including redundancy-guided hazard analysis (RESHA) and architectural strategies such as diversity and defense-in-depth.

Key words: control system, power plant, IGCC, combined cycle, nuclear energy, digital automation, stability, efficiency

ВВЕДЕНИЕ

Современная энергетика находится на этапе трансформации, обусловленной необходимостью снижения углеродного следа, повышения гибкости генерации и обеспечения энергетической безопасности. Перспективные силовые установки — такие как интегрированные газификационные парогазовые циклы (IGCC), атомные станции с замкнутыми газотурбинными циклами и высокоинтегрированные комбинированные парогазовые установки требуют новых подходов к построению систем управления. Классические решения на базе PID-регуляторов и централизованных контроллеров уступают место распределенным, интеллектуальным и адаптивным системам, способным управлять сложными энерготехнологическими комплексами в реальном времени [1].

Особую актуальность приобретают вопросы совместимости, надежности и отказоустойчивости цифровых систем управления, особенно в атомной энергетике [2]. Одновременно растет значение систем поддержки принятия решений, моделирования переходных процессов и оптимизации пусконаладочных операций [3]. В данной статье рассматриваются основные тенденции и достижения в области систем управления перспективными силовыми установками, с опорой на данные из ведущих научных публикаций последних лет.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

1. Системы управления в IGCC-установках

Интегрированные газификационные парогазовые циклы (IGCC) считаются одним из наиболее перспективных направлений чистой угольной энергетике. Благодаря комбинированному циклу и применению технологий предварительного выделения CO₂, IGCC демонстрируют КПД до 48 % против 33–35 % у традиционных угольных ТЭС, а удельные выбросы CO₂ на 20–30 % ниже [4].

Ключевым элементом IGCC является газификатор, процесс в котором требует точного управления соотношением топливо–кислород–пар. Отклонение от оптимальных параметров на ± 5 % может привести к падению выхода синтез-газа на 10–15 % и росту содержания тяжелых углеводородов [5]. Для решения этой задачи применяются многомерные регуляторы на основе модельно-ориентированного управления (MPC —

Model Predictive Control). В работе [6] продемонстрировано, что применение MPC в установках типа Shell-IGCC позволяет сократить время переходного процесса при изменении нагрузки на 35 % и снизить потребление кислорода на 7 %.

Установки IGCC с улавливанием CO₂ включают стадию водяного сдвига (Water-Gas Shift), где CO реагирует с паром при 200–400 °C в присутствии катализаторов (Fe-Cr или Cu-Zn). Точность регулирования температуры здесь критична: отклонение на 10 °C снижает эффективность конверсии CO на 3–5 %. Современные системы используют распределенные температурные профили с дискретностью до 1 °C и частотой измерения 0.5 Гц [4]. Также важен контроль кислотности газа: концентрация H₂S должна быть ниже 20 ppm для предотвращения коррозии турбинных лопаток. Применение хемосенсоров на основе ZnO-наноструктур обеспечивает время отклика менее 200 мс [4].

Особое внимание уделяется системам контроля и диагностики. Установка IGCC в Тампа (США) использует сеть из более чем 2000 датчиков, включая оптические газоанализаторы и термодпары высокотемпературного типа. При этом более 70 % датчиков размещены в зоне газификатора и установки очистки синтез-газа [4]. Применение систем предиктивной диагностики позволяет снизить количество аварийных остановов на 25 % за счет раннего выявления аномалий в работе теплообменного оборудования и турбин.

2. Цифровые ИиК-системы в атомной энергетике

Современные атомные станции, особенно с реакторами IV поколения (например, с газовым охлаждением и свинцовым теплоносителем), предъявляют повышенные требования к системам управления. В отличие от устаревших аналоговых систем, новые цифровые ИиК-системы (Instrumentation and Control) обеспечивают не только контроль параметров, но и реализацию сложных алгоритмов управления реакторной установкой в режиме частичной нагрузки [7].

Однако цифровизация сопряжена с рисками, такими как общие причины отказа (Common Cause Failures), особенно в высокоредуцированных системах. Для их анализа разработан метод RESHA (Redundancy-Guided Systems-Theoretic Hazard Analysis), сочетающий STPA (Systems-Theoretic Process Analysis) и методы построения дерева отказов. При применении RESHA к цифровой системе аварийной защиты было показано, что до 40 % потенциальных отказов связаны с программным обеспечением и взаимодействием модулей, а не с аппаратными сбоями [2].

Для повышения надежности применяются архитектурные решения:— Трехканальная избыточность (Triple Modular Redundancy, TMR) с голосованием «2 из 3»;— Функциональная диверсификация, когда разные подсистемы реализуются на разных платформах (например, FPGA + микропроцессор + ПЛК);— Защита в глубину, включающая аппаратные, программные и организационные барьеры [2].

В японских АЭС, эксплуатирующих реакторы типа ABWR, внедрение таких решений позволило снизить среднее время реакции системы защиты с 8 секунд до 2.5 секунд, а вероятность отказа по требованию — до 10⁻⁶ [8]. В станциях типа EPR применяется архитектура с четырехкратной избыточностью и аппаратной разделенностью между каналами (разные шкафы, кабельные трассы, источники питания), что снижает риск CCF на порядок [2].

Также внедряются гибридные алгоритмы управления, сочетающие нейросетевые регуляторы и классические PID-схемы. Например, в реакторе HTR-PM (Китай) используется рекуррентная нейросеть (RNN) для компенсации задержек в сигналах, связанных с длиной тепловых контуров (до 30 м). Это позволило увеличить диапазон регулирования мощности с 90–100 % до 50–100 % без превышения пределов по температуре топлива [7].

3. Автоматизация комбинированных парогазовых циклов

Современные комбинированные циклы (Combined Cycle — CC) достигают КПД свыше 63 % (например, установка H-класса от GE). Достижение таких показателей невозможно без высокоточной интеграции газовой и паровой турбин через единую распределенную систему управления [9].

Центральным элементом является система управления пуском и остановом (DSS — Daily Start-up and Shutdown). В традиционных установках пуск длится 60–90 минут; в новых системах с предварительным моделированием термических напряжений и адаптивным регулированием расхода пара — 35–50 минут [10]. Компания Toshiba реализовала подобную систему на станции Shiruichi, где время пуска сократилось на 37 %, а износ оборудования — на 22 % [10]. Система DSS включает динамическую модель напряжений в роторах и корпусах турбин, обновляемую в реальном времени с шагом 1 секунда на основе входных данных от термопар (до 500 шт. на одну турбину).

Важную роль играет интеграция протоколов связи: HART, PROFIBUS и IEC 61850 позволяют объединить до 50 тыс. сигналов в единую сеть, обеспечивая задержку передачи данных менее 50 мс — что критично при управлении паровыми и газовыми турбинами в режиме быстрого изменения нагрузки [9].

Более того, современные CC-станции оснащаются многоуровневыми системами аварийной защиты:

— Уровень 1: регулирование скорости вращения и температуры турбин (реакция < 100 мс);

— Уровень 2: защита по параметрам пара и давления (реакция < 500 мс);

— Уровень 3: отключение блока при нарушении баланса энергии (реакция < 2 с) [9].

Кроме того, современные CC-станции оснащаются интеллектуальными системами диагностики, способными прогнозировать отказы турбин за 72 часа. Например, система GE's Predix на базе машинного обучения использует данные с 10 тыс. датчиков и историю отказов для прогнозирования усталостных трещин в лопатках. Это позволило снизить простой на 18 % за счет перехода от планового к предиктивному обслуживанию [9].

Наконец, в рамках концепции цифровых двойников (Digital Twin) создаются виртуальные копии установок, которые обновляются в реальном времени. Такие системы используются, например, Siemens Energy на объектах в Германии, где цифровой двойник позволяет тестировать новые алгоритмы управления без остановки блока и прогнозировать остаточный ресурс оборудования с точностью $\pm 5\%$ [9].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перспективные силовые установки — будь то IGCC, атомные блоки IV поколения или высокоэффективные парогазовые циклы — невозможны без современных систем управления, сочетающих высокую надежность, гибкость и интеллектуальность. Анализ научной литературы показывает, что:

1. Применение MPC и адаптивных регуляторов позволяет повысить КПД на 3–5 % и сократить время переходных процессов на 20–40 %;

2. Цифровые ИиК-системы в атомной энергетике требуют комплексного подхода к обеспечению отказоустойчивости, включая методы вроде RESHA и архитектурную избыточность;

3. Интеграция современных протоколов и систем диагностики в комбинированных циклах обеспечивает не только высокий КПД (>63 %), но и гибкость в условиях переменной нагрузки рынка.

Будущее систем управления лежит в направлении цифровых двойников, гибридных ИИ-регуляторов и сквозной кибербезопасности, что позволит интегрировать силовые установки в «умные» энергосистемы нового поколения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Advanced automation for power-generation plants – past, present and future // Control Engineering Practice. 1999. Vol. 7, № 10. P. 1215–1223. DOI:10.1016/S0967-0661(99)00110-0
2. Digital I&C upgrades in nuclear power plants: RESHA methodology // Nuclear Technology. 2021. Vol. 207, № 10. P. 1602–1615. DOI:10.1080/00295450.2021.1957659
3. Some thoughts on the advanced control of electric power plants // Transactions of the Institute of Measurement and Control. 2002. Vol. 24, № 3. P. 179–198. DOI:10.1191/0142331202tm058oa
4. A survey on current advanced IGCC power plant technologies, sensors and control systems // Fuel. 2015. Vol. 139. P. 732–745. DOI:10.1016/j.fuel.2014.08.076
5. Techno-economic evaluation of advanced IGCC lignite coal fuelled power plants with CO₂ capture // Fuel. 2009. Vol. 88, № 10. P. 1838–1844.
6. Integrated Gasification Combined Cycle (IGCC) process simulation and optimization // Computers & Chemical Engineering. 2011. Vol. 35, № 8. P. 1481–1491.
7. A modeling and control approach to advanced nuclear power plants with gas turbines // Energy Conversion and Management. 2013. Vol. 76. P. 409–419. DOI:10.1016/j.enconman.2013.07.064
8. Hitachi. Advanced I&C System for ABWR // Hitachi Review. 2001. Vol. 50, № 3. P. 104–109. URL: https://www.hitachi.com/ICSFiles/afieldfile/2004/06/08/r2001_03_104.pdf
9. Control, Automation and Protection systems for a modern Combined Cycle Power plant // ICICPI 2016. IEEE. P. 112–117. DOI:10.1109/ICICPI.2016.7859705
10. Latest Power Plant Control System // Hitachi Review. 2003. Vol. 52, № 2. P. 105–110. URL: https://d1wqtxts1xzle7.cloudfront.net/86897125/r2003_02_105-libre.pdf

Байбурин А. Р., Мусин Р. М.

amirhanbajburin382@gmail.com, musin.rasull@mail.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

СИНХРОННЫЕ РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ (SYNRM) КАК ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ОСНОВА ПЕРЕХОДА К СТАНДАРТАМ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ IE5/IE6

Аннотация: В работе рассматривается проблема повышения энергоэффективности промышленных электроприводов в условиях перехода к стандартам IE5 (Ultra-Premium) и ожидаемому классу IE6 (Hyper-Efficiency). Проведен сравнительный анализ существующих технологий, выявивший термодинамические ограничения асинхронных двигателей и ресурсные риски использования синхронных машин с редкоземельными магнитами. Обоснована перспективность синхронных реактивных машин (SynRM) как технологической основы для декарбонизации промышленности благодаря отсутствию потерь в роторе и независимости от редкоземельных материалов. В статье систематизирован обзор литературы за 2010–2025 годы, охватывающий эволюцию топологий ротора, методы мультифизической оптимизации и применение гибридных модификаций с ферритовыми магнитами (PМа-SynRM). Также рассмотрены ключевые технические вызовы широкого внедрения SynRM, включая бездатчиковое управление, механическую прочность высокоскоростных роторов и интеграцию в сети с прямым пуском.

Ключевые слова: синхронная реактивная машина (SynRM), энергоэффективность, стандарты IE5/IE6, PМа-SynRM, декарбонизация, безмагнитные электрические машины, оптимизация конструкции, электропривод.

SYNCHRONOUS RELUCTANCE ELECTRIC MACHINES (SYNRM) AS A TECHNOLOGICAL BASIS FOR THE TRANSITION TO IE5/IE6 ENERGY EFFICIENCY STANDARDS

Abstract: the paper addresses the issue of improving the energy efficiency of industrial electric drives in the context of the transition to IE5 (Ultra-Premium) standards and the anticipated IE6 (Hyper-Efficiency) class. A comparative analysis of existing technologies is conducted, revealing the thermodynamic limitations of induction motors and the resource risks associated with rare-earth permanent magnet machines. The potential of Synchronous Reluctance Motors (SynRM) is substantiated as a technological basis for industrial decarbonization due to the absence of rotor losses and independence from rare-earth materials. The article systematizes a literature review from 2010–2025, covering the evolution of rotor topologies, multiphysics optimization methods, and the application of hybrid ferrite-assisted modifications (PMA-SynRM). Key technical challenges for the widespread adoption of SynRM are also examined, including sensorless control, mechanical strength of high-speed rotors, and integration into Direct-on-Line networks.

Keywords: Synchronous Reluctance Motor (SynRM), energy efficiency, IE5/IE6 standards, PMA-SynRM, decarbonization, rare-earth-free electric machines, design optimization, electric drive.

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап промышленного развития характеризуется беспрецедентным давлением двух встречных факторов: с одной стороны, растет глобальная потребность в автоматизации и электрификации, с другой — ужесточаются регуляторные требования к углеродной нейтральности и энергоэффективности. По оценкам Международного энергетического агентства и недавним отчетам проекта EU-MORE, электрические двигательные системы потребляют около 45–53% всей вырабатываемой в мире электроэнергии, что делает их ключевым звеном в любой стратегии декарбонизации промышленности.[1] В этом контексте переход от действующих стандартов энергоэффективности IE3 (Premium Efficiency) и IE4 (Super Premium Efficiency) к уровням IE5 (Ultra-Premium) и ожидаемому классу IE6 (Hyper-Efficiency) является не просто технической задачей, а экономическим и экологическим императивом.

Традиционно доминирующая в промышленности технология — асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (Induction Motor, IM) — вплотную приблизилась к своим термодинамическим пределам.[2] Несмотря на усовершенствования материалов и методов проектирования, наличие принципиально неустранимых ‘джоулевых’ потерь в роторе («потери скольжения») делает достижение класса IE5 в стандартных габаритах IM экономически и технически затруднительным, а класса IE6 — практически невозможным без существенного увеличения массы и стоимости активных материалов[3].

Альтернатива в виде синхронных двигателей с постоянными магнитами (PMSM) долгое время считалась эталоном эффективности. Однако зависимость данной технологии от редкоземельных металлов (неодим, диспрозий), цепочки поставок которых характеризуются высокой геополитической волатильностью и значительным экологическим следом, ставит под угрозу устойчивое развитие массового производства электротранспорта и промышленного привода.[4] В сложившейся ситуации технология синхронных реактивных машин (Synchronous Reluctance Motors, SynRM) выступает как наиболее перспективная платформа для перехода к стандартам IE6, предлагая уникальное

сочетание высокой энергоэффективности и отсутствия редкоземельных компонентов.

Фундаментальное преимущество SynRM заключается в концепции «холодного ротора». В отличие от асинхронных машин, где ток индуцируется в стержнях ротора, создавая тепловые потери, ротор SynRM представляет собой анизотропную структуру из листов электротехнической стали, не содержащую обмоток или постоянных магнитов. Крутящий момент генерируется исключительно за счет магнитной анизотропии — стремления ротора занять положение с минимальным магнитным сопротивлением потоку статора. Устранение потерь в роторе автоматически снижает общие потери машины на 20–40% по сравнению с асинхронными аналогами, что открывает прямой путь к уровням эффективности IE5 и выше без изменения габарита корпуса двигателя (drop-in replacement)[2].

Последние исследования 2024–2025 годов подтверждают, что технология SynRM достигла зрелости, позволяющей преодолеть барьер IE6. Под классом IE6, который на данный момент находится в стадии нормативной кристаллизации, ведущие производители, такие как АВВ, понимают снижение потерь на 20% относительно уровня IE5[5]. Достижение таких показателей требует перехода от классического проектирования к комплексной мультифизической оптимизации. Современные работы демонстрируют применение генетических алгоритмов и суррогатного моделирования (на основе радиальных базисных функций) для точной настройки геометрии магнитных барьеров ротора, что позволяет максимизировать коэффициент выпуклости и минимизировать пульсации момента, исторически являвшиеся слабым местом реактивных машин[6].

Особое внимание в литературе уделяется гибридным топологиям, таким как SynRM с поддержкой ферритовыми магнитами (PМа-SynRM). Использование дешевых керамических магнитов, размещенных в полостях ротора, позволяет компенсировать реактивную составляющую тока, повышая коэффициент мощности до уровня, сопоставимого с PMSM (0.9 и выше), при сохранении низкой себестоимости[7-8]. Исследования показывают, что PМа-SynRM способны конкурировать с редкоземельными машинами даже в высоконагруженных приложениях, таких как тяговый привод электромобилей, обеспечивая сопоставимый запас хода и динамику при существенно меньших капитальных затратах и рисках размагничивания[9].

Несмотря на очевидный потенциал, широкое внедрение SynRM класса IE6 сталкивается с рядом научно-технических вызовов. Во-первых, это необходимость разработки робастных бездатчиковых алгоритмов управления, способных поддерживать режим максимального момента на ампер (MTPA) во всем диапазоне скоростей, включая нулевую[10]. Во-вторых, требуются новые подходы к проектированию механической прочности ротора для высокоскоростных приложений, так как тонкие магнитные переемы ротора испытывают колоссальные центробежные нагрузки[11]. В-третьих, критически важной остается задача интеграции таких машин в существующую инфраструктуру, где доминируют двигатели с прямым пуском от сети (Direct-on-Line), что стимулирует разработки в области Line-Start SynRM[12].

В данной статье проводится комплексный анализ технологии SynRM как основы для следующего поколения энергоэффективного привода. На базе систематического обзора литературы за 2010–2025 годы рассматриваются эволюция топологий ротора, методы оптимизации для достижения характеристик IE6, а также сравнительный анализ жизненного цикла (LCA), подтверждающий экологическое превосходство безмагнитных решений.[13-14] Целью работы является обоснование тезиса о том, что именно SynRM, а не модифицированные асинхронные или редкоземельные синхронные машины, станут де-факто стандартом для «гипер-эффективной» (Hyper-Efficiency) промышленности будущего.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Переход к классам энергоэффективности IE5 и IE6 требует фундаментального пересмотра источников потерь в электрической машине. В традиционных асинхронных двигателях значительная доля потерь приходится на роторную цепь (потери скольжения), что создает тепловую нагрузку на подшипники и снижает общий КПД. Технология синхронных реактивных машин (SynRM) устраняет этот недостаток благодаря отсутствию обмоток на роторе[1-5].

Современные коммерческие образцы SynRM, соответствующие классу IE5, часто используют конструкцию ротора со скосом пазов для снижения пульсаций момента. Однако скос усложняет автоматизацию производства и увеличивает стоимость изделия. Исследования показывают, что альтернативный подход, основанный на оптимизации геометрии барьеров без скоса, позволяет достичь аналогичных или более высоких показателей эффективности при упрощении технологии сборки[5-10].

На рисунке 1 представлено сравнение двух топологий ротора SynRM мощностью 1,5 кВт: серийного образца со скосом пазов и оптимизированной конструкции с дробным числом пазов на полюс и фазу ($q=2,5$). Отказ от скоса в сочетании с оптимизированной геометрией позволяет снизить потери в номинальном режиме на 13,2%, обеспечивая запас по КПД, превышающий требования стандарта IE5[3].

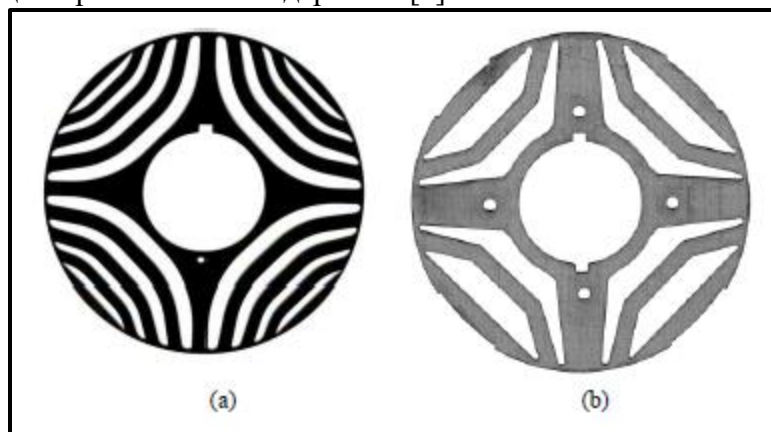


Рисунок 1 – Конструктивные варианты ротора 4-полюсной SynRM: (а) серийный образец со скосом пазов; (б) оптимизированная геометрия без скоса для достижения класса IE5/IE6[3]

Для достижения уровня «гипер-эффективности» (IE6) недостаточно простого изменения материала или базовых размеров. Требуется применение комплексных алгоритмов оптимизации, учитывающих множество противоречивых факторов: средний момент, пульсации момента, коэффициент мощности и механическую прочность[12].

В современных работах успешно применяется метод Нелдера-Мида для настройки параметров магнитной системы, таких как углы раскрытия барьеров, их ширина и положение переемычек. Целевая функция оптимизации строится с учетом профиля нагрузки насосов и вентиляторов, где момент пропорционален квадрату скорости ($T \approx n^2$). Это критически важно, так как промышленные приводы большую часть времени работают в режимах частичной загрузки[3].

Анализ распределения магнитной индукции в оптимизированном роторе (Рисунок 2) показывает, что наиболее насыщенными участками являются магнитные переемычки, удерживающие сегменты ротора. Индукция в них достигает 1,81 Тл, что обеспечивает необходимое магнитное насыщение для направления потока по оси (d) и минимизации потока по оси (q). При этом оптимизированная геометрия позволяет снизить пульсации момента более чем в 3 раза по сравнению с исходным дизайном, а коэффициент

гармонических искажений (THD) напряжения уменьшается с 7,3% до 3,4%[3].

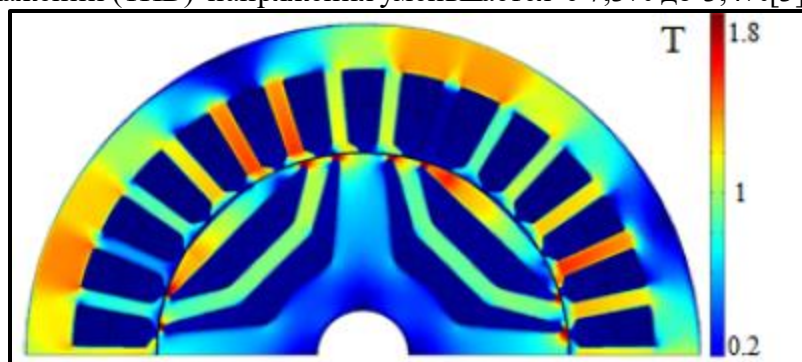


Рисунок 2 – Распределение магнитной индукции в поперечном сечении SynRM. Зоны локального насыщения в перемычках ротора обеспечивают высокую анизотропию проводимости[3]

Одним из барьеров для широкого внедрения «чистых» SynRM является их сравнительно низкий коэффициент мощности, что требует использования преобразователей частоты повышенной мощности. Решением, позволяющим приблизить характеристики SynRM к дорогим машинам с редкоземельными магнитами (IPM), является установка в полости ротора дешевых ферритовых магнитов (PМа-SynRM)[3][13][14].

Исследования показывают, что ферритовые магниты, несмотря на низкую остаточную индукцию способны эффективно компенсировать реактивный ток намагничивания. На Рисунке 3 показана топология ротора PМа-SynRM, где ферритовые пластины размещены внутри воздушных барьеров. Такая конструкция увеличивает номинальный момент на 33% по сравнению с чистой SynRM (с 194 Нм до 258 Нм) в том же габарите, достигая 85% момента редкоземельного аналога (Toyota Prius IPM)[7].

Экономический анализ подтверждает стратегическое преимущество данного подхода. Стоимость активных материалов для PМа-SynRM составляет менее 50% от стоимости машины с редкоземельными магнитами, так как исключается использование дорогостоящего неодима (NdFeB), на долю которого приходится до 60% цены традиционных IPM двигателей. Кроме того, ферритовые магниты обладают значительно более высокой температурной стабильностью (до 300°C), что повышает надежность привода в тяжелых условиях эксплуатации[7][3].

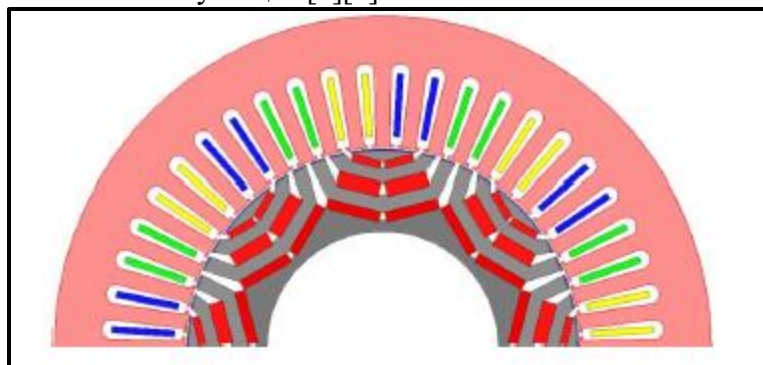


Рисунок 3 – Топология ротора SynRM с ферритовой поддержкой (PМа-SynRM). Использование ферритовых магнитов (выделены красным) повышает плотность момента при сохранении низкой себестоимости[7]

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в работе комплексный анализ подтверждает, что в условиях глобального энергоперехода и ужесточения требований к углеродной нейтральности технология синхронных реактивных машин (SynRM) перестает быть нишевым решением и

трансформируется в стратегическую основу для электроприводов классов IE5 (Ultra-Premium) и ожидаемого IE6 (Hyper-Efficiency). Сравнение существующих топологий показывает, что традиционные асинхронные двигатели (IM) вплотную приблизились к своим термодинамическим пределам, и их дальнейшая модернизация в стандартных габаритах становится экономически нецелесообразной.

В противовес этому, концепция «холодного ротора» SynRM, устраняющая джоулевы потери, обеспечивает снижение общих потерь энергии на 20–40%. Это делает данную технологию единственной экономически оправданной платформой для массового перехода к сверхвысоким классам эффективности без необходимости использования редкоземельных материалов. Анализ жизненного цикла (LCA) дополнительно подчеркивает, что отказ от неодима и диспрозия не только снижает экологический след производства, но и нивелирует геополитические риски, свойственные машинам с постоянными магнитами (PMSM). При этом использование гибридных модификаций с ферритовой поддержкой (PМа-SynRM) позволяет достичь удельных характеристик, сопоставимых с дорогостоящими аналогами, при существенно меньших капитальных затратах.

Тем не менее, достижение показателей класса IE6 требует смены парадигмы проектирования: перехода от классических методик к мультифизической оптимизации геометрии ротора для минимизации пульсаций момента. Ключевыми векторами дальнейших исследований должны стать разработка робастных алгоритмов бездатчикового управления во всем диапазоне скоростей, повышение механической прочности роторов для высокооборотных приложений и совершенствование конструкций Line-Start для бесшовной интеграции в существующую сетевую инфраструктуру. Таким образом, синхронные реактивные машины представляют собой наиболее сбалансированное решение трилеммы «эффективность – стоимость – устойчивость», открывая путь к глубокой декарбонизации промышленности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Fong, J., de Almeida, A. T., & Kulterer, K. (2024). *Motor System Efficiency Trends*. EU-MORE Project Deliverable D4.1.
2. Ozcelik, N. G., Dogru, U. E., Imeryuz, M., & Ergene, L. T. (2019). *Synchronous Reluctance Motor vs. Induction Motor at Low-Power Industrial Applications: Design and Comparison*. *Energies*, 12(11), 2190.
3. Dmitrievskii, V., Prakht, V., Kazakbaev, V., & Anuchin, A. (2020). *Optimum Design of IE5 Energy-Efficiency Class Synchronous Reluctance Motor*. *IEEE Access*.
4. Chalmers University of Technology. (2024). *Comparative LCA of Rare-Earth-Free Traction Machines*. Chalmers Research Reports.
5. ABB. (2024). *ABB is first to reach anticipated IE6 hyper-efficiency with magnet-free motors*. ABB News & Media Relations.
6. Erfani, A., & Faiz, J. (2020). *Optimization of synchronous reluctance motor based on radial basis function network*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
7. Cai, H., Guan, B., & Xu, L. (2014). *Low-Cost Ferrite PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine for Electric Vehicles*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(10).
8. Vagati, A., Boazzo, B., Pellegrino, G., et al. (2014). *Design of Ferrite-Assisted Synchronous Reluctance Machines Robust Toward Demagnetization*. *IEEE Transactions on Industry Applications*.
9. Zhu, Z. Q., et al. (2025). *Comprehensive Performance Evaluation of 60 kW PMSM, EESM, and SynRM for Electric Vehicle Traction*. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*.
10. Ilioudis, V. C. (2025). *A Study of MTPA Applied to Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Machine (SynRM)*. *Automation*, 6(1), 11.
11. Mahmouditabar, F., et al. (2024). *Electromagnetic and Mechanical Design Optimization of High-Speed PMASynRM Utilizing Different Magnet Combinations*. 2024

International Conference on Electrical Machines (ICEM).

12. Jamali-Fard, A., & Mirsalim, M. (2024). *Design and Verification of IE6 Ultra Efficiency Line-Start Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor*. IEEE Transactions on Energy Conversion.

13. ABB. (2024). *Environmental Product Declaration (EPD): Synchronous motors IE5*. Document ID: 9AAU00000000028.

14. Nedlich, D. (2025). *Investigating Usefulness of Synchronous Reluctance Machines and Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines for Pumping Applications*. Master's Thesis, KTH Royal Institute of Technology.

Bайбури́н А. Р., Му́син Р. М.

amirhanbajburin382@gmail.com, musin.rasull@mail.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АМОΡФНЫХ МАГНИТНЫХ СПЛАВОВ В СТАТОРАХ ВЫСОКООБОРОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ГИБРИДНЫХ СИЛОВЫХ УСТАНОВОК БПЛА

Аннотация: В работе рассматривается проблема повышения энергоэффективности и удельной мощности гибридных силовых установок беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Ключевым элементом таких систем являются высокооборотные электрические генераторы, работа которых сопряжена с высокими частотами перемагничивания, что приводит к значительным потерям в традиционных электротехнических сталях. Целью исследования является оценка эффективности применения магнитопроводов статора, изготовленных из аморфных магнитных сплавов, в качестве альтернативы классическим кремнистым сталям. Проведен сравнительный анализ электромагнитных и тепловых характеристик, а также рассмотрены технологические аспекты изготовления витых и шихтованных аморфных сердечников. Результаты показывают, что использование аморфных сплавов позволяет снизить потери в стали на 30–60% и существенно повысить КПД генератора на высоких частотах вращения, что критически важно для увеличения длительности полета и полезной нагрузки БПЛА.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат (БПЛА), гибридная силовая установка, высокооборотный генератор, аморфный магнитный сплав, статор, потери в стали, энергоэффективность, удельная мощность.

Baiburin A. R., Musin R. M.

amirhanbajburin382@gmail.com, musin.rasull@mail.ru

Ufa University of Science and Technology, Ufa

INVESTIGATION OF THE EFFICIENCY OF USING AMORPHOUS MAGNETIC ALLOYS IN STATORS OF HIGH-SPEED GENERATORS FOR HYBRID UAV POWER PLANTS

Abstract: The paper addresses the problem of increasing energy efficiency and power density of hybrid power plants for unmanned aerial vehicles (UAVs). A key element of such systems is high-speed electric generators, the operation of which involves high frequencies of magnetic reversal, leading to significant losses in traditional electrical steels. The aim of the study is to evaluate the efficiency of using stator magnetic cores made of amorphous magnetic alloys as an alternative to classical silicon steels. A comparative analysis of electromagnetic and thermal characteristics was

carried out, and the technological aspects of manufacturing wound and laminated amorphous cores were considered. The results show that the use of amorphous alloys allows for a reduction in steel losses by 30–60% and a significant increase in generator efficiency at high rotational speeds, which is critically important for increasing the flight duration and payload of the UAV.

Keywords: unmanned aerial vehicle (UAV), hybrid power plant, high-speed generator, amorphous magnetic alloy, stator, steel losses, energy efficiency, power density.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и малой авиации сталкивается с жесткими требованиями по увеличению дальности полета и массы полезной нагрузки. Существующие полностью электрические схемы ограничены низкой плотностью энергии аккумуляторных батарей, что стимулирует активный переход к гибридным электрическим силовым установкам (ГЭСУ), объединяющим преимущества двигателей внутреннего сгорания и электродвижения [16]. Тем не менее, эффективность таких систем напрямую зависит от массогабаритных показателей входящих в их состав электрических машин, что делает критически важной задачу их оптимизации [17][21].

Для достижения высокой удельной мощности, необходимой в аэрокосмических приложениях, наиболее перспективным направлением является повышение частоты вращения ротора. Согласно классической теории проектирования, увеличение частоты питания позволяет существенно снизить массу активных материалов при сохранении выходной мощности [15]. Современные тенденции в концепции «более электрического самолета» (MEA) также подтверждают необходимость перехода к высокооборотным электромеханическим преобразователям [18][22]. Однако для авиационных приложений критически важным остается достижение предельно высокой удельной мощности, что требует применения новых подходов к проектированию [6][19][20].

Повышение частоты перемагничивания (свыше 1 кГц) в высокооборотных машинах приводит к резкому росту потерь в стали статора при использовании традиционных электротехнических сплавов, что вызывает перегрев и снижение КПД [5]. Решением этой проблемы является применение магнитомягких материалов нового поколения, в частности, аморфных сплавов, которые сохраняют высокую магнитную проницаемость и низкие удельные потери в широком диапазоне температур и частот [2][9].

Эффективность применения аморфных статоров была доказана в ряде экспериментальных и теоретических работ, демонстрирующих успешное создание высокооборотных генераторов с существенно сниженными потерями [8]. Детальные исследования подтверждают преимущество аморфных сплавов перед кремнистой сталью, указывая на повышение КПД и снижение тепловыделения в электрических машинах различных типов [10-14]. В последних работах особое внимание уделяется вопросам оптимизации конструкции статора с учетом температурных эффектов [3][7].

Несмотря на очевидные преимущества, широкое внедрение аморфных сплавов сдерживается технологическими сложностями обработки материала. Процессы резки, такие как электроэрозионная обработка, могут приводить к деградации магнитных свойств в зоне реза, что требует тщательного моделирования и учета соответствующих коэффициентов при проектировании [1][4]. Кроме того, магнитострикционные свойства аморфных сплавов создают риски повышенных вибраций и шума, что критично для надежности авиационных генераторов и требует детального вибрационного анализа [23-25].

Целью данной работы является комплексное исследование эффективности применения аморфных магнитных сплавов в статорах высокооборотных генераторов для ГЭСУ БПЛА с учетом баланса между снижением электромагнитных потерь и технологическими особенностями изготовления активной части машины.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Современные тенденции в аэрокосмической отрасли диктуют необходимость перехода к гибридным схемам энергоснабжения, где ключевую роль играют высокооборотные электрические генераторы [2], [3]. Для достижения высоких удельных показателей мощности (порядка 0.2–0.25 кг/кВт) и минимизации массогабаритных параметров необходимо существенно повышать частоту вращения ротора, доводя её до значений 48 000–96 000 об/мин [10]. Однако при таких частотах классические электротехнические стали (Fe-Si) сталкиваются с физическими ограничениями: резкий рост потерь на вихревые токи и гистерезис приводит к значительному тепловыделению и снижению КПД [4], [5]. Анализ существующих решений показывает, что удельная мощность генераторов малой и средней мощности (до 5 кВт) часто оказывается недостаточной при использовании традиционных материалов, что требует поиска новых технологических подходов [6], [9].

Наиболее перспективным решением для снижения потерь в статоре является использование аморфных магнитных сплавов на основе железа (например, 2605SA1 или 2605HB1M) (Рис.1) Эти материалы обладают уникальной неупорядоченной атомной структурой, что обеспечивает высокое удельное электрическое сопротивление и узкую петлю гистерезиса [11]. Сравнительные испытания образцов аморфного сплава и неориентированной электротехнической стали (NO) демонстрируют существенную разницу в магнитных характеристиках.

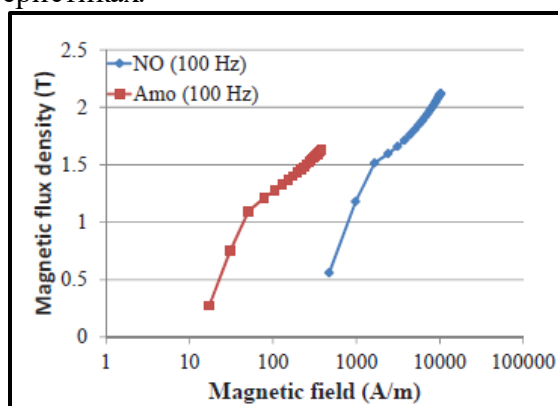


Рисунок 1 – Кривые намагничивания (В-Н) для аморфного сплава и электротехнической стали)[11]

Как видно из представленных зависимостей, аморфные сплавы насыщаются при меньших значениях индукции (около 1.6 Тл) по сравнению с электротехнической сталью (2.12 Тл), однако их ключевое преимущество проявляется в динамике потерь. Экспериментальные измерения подтверждают, что с ростом частоты перемагничивания удельные потери в аморфном материале растут значительно медленнее, чем в классической стали. Например, на частоте 1000 Гц потери в аморфном сердечнике могут быть на порядок ниже, что делает их безальтернативным выбором для высокочастотных машин [12].

Внедрение аморфных сплавов сопряжено с технологическими трудностями, обусловленными малой толщиной ленты (около 25 мкм) и высокой твердостью материала. Традиционные методы штамповки здесь неприменимы, так как они приводят к деградации магнитных свойств по краям реза и расслоению пакета [10]. Для решения этой проблемы предлагается использовать технологии навивки или сборки сегментированных сердечников с последующей пропиткой компаундами для придания механической прочности (Рис. 2)

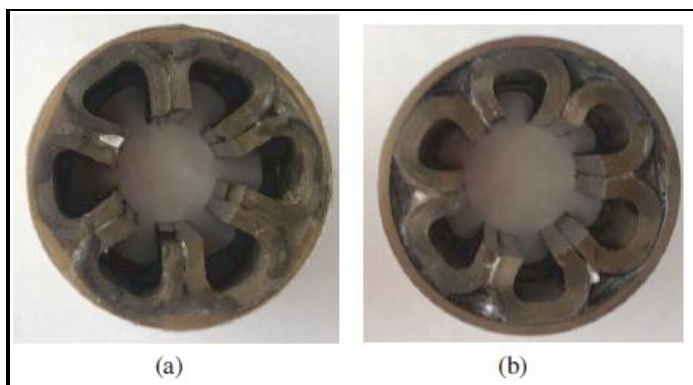


Рисунок 2 – Примеры магнитных сердечников из аморфного сплава, изготовленных по предложенной технологии: (a) без спинки статора; (b) со спинкой)[24]

Разработанная топология статора позволяет формировать технологические каналы охлаждения непосредственно в процессе изготовления сердечника, что улучшает теплоотвод из активной зоны. Применение зубцовой обмотки в сочетании с оптимизированной геометрией паза позволяет минимизировать вытеснение тока и добавочные потери, характерные для высокочастотных обмоток [10]. Специальная обработка, включающая отжиг в магнитном поле, позволяет восстановить магнитные свойства материала после механической резки (например, электроэрозионной или гидроабразивной), что критически важно для сохранения высокого КПД [11].

Для верификации преимуществ использования аморфных сплавов было проведено конечно-элементное моделирование электромагнитных полей и тепловых процессов. Расчеты показывают, что распределение магнитной индукции в аморфном статоре остается равномерным, а зоны локального насыщения минимизированы. (Рис. 3.)

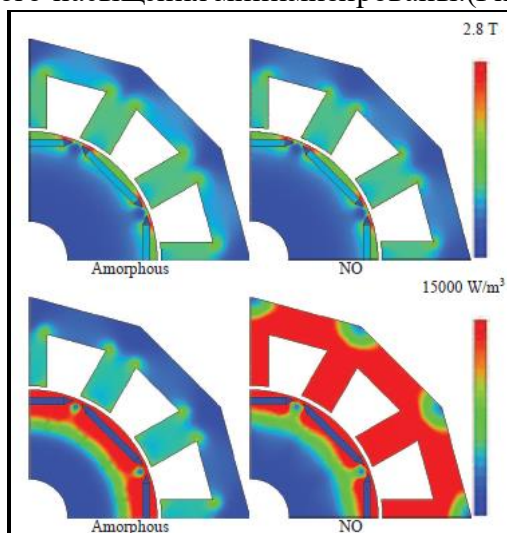


Рисунок 3 – Сравнение плотности магнитной индукции и плотности потерь в сердечнике при 3000 об/мин для аморфного сплава и стали).[11]

Визуализация плотности потерь демонстрирует, что в статоре из электротехнической стали наблюдаются обширные зоны с высоким тепловыделением (до 15000 Вт/м^3), тогда как в аморфном аналоге тепловая нагрузка распределена более равномерно и имеет значительно меньшие абсолютные значения. Это напрямую влияет на температурный режим работы генератора, позволяя отказаться от громоздких систем жидкостного охлаждения в пользу воздушного, что снижает общую массу силовой установки БПЛА [10].

Сравнительный анализ потерь, разделенных по компонентам (статор, ротор, магниты), подтверждает доминирующую роль потерь в стали статора в общем балансе потерь высокооборотной машины. (Рис. 4.)

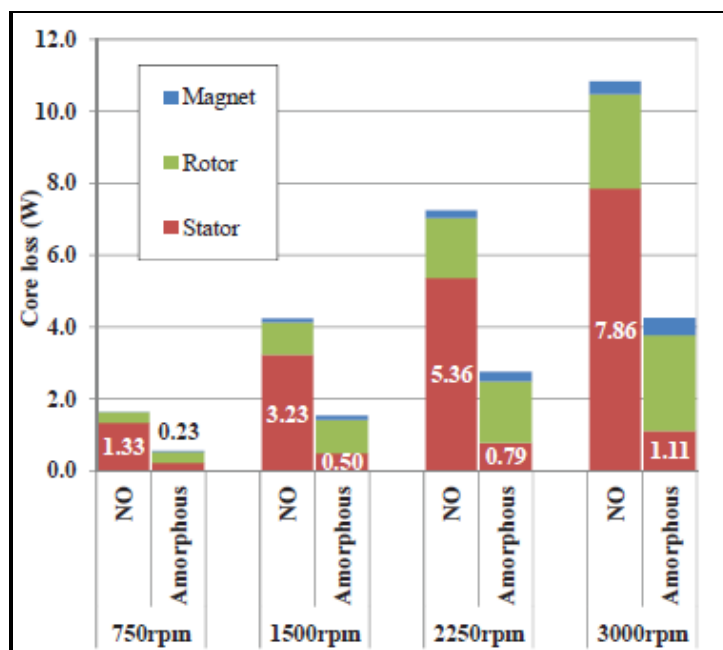


Рисунок 4 – Гистограмма распределения потерь в различных частях двигателя для разных скоростей вращения) [11]

Экспериментальные данные показывают, что замена материала статора на аморфный сплав позволяет снизить суммарные потери в сердечнике на 65% при номинальных оборотах. При этом наибольший вклад в повышение эффективности вносит именно снижение потерь в статоре (до 83% в некоторых режимах), в то время как потери в роторе и магнитах остаются сопоставимыми [11]. Общий КПД разработанного прототипа генератора мощностью 5 кВт достигает 96.4%, что в сочетании с удельной мощностью 0.2 кг/кВт подтверждает перспективность выбранного направления для авиационных гибридных систем [10].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование подтверждает, что применение аморфных магнитных сплавов в конструкции статоров является эффективным методом повышения эксплуатационных характеристик высокооборотных генераторов для гибридных силовых установок БПЛА. Комплексный анализ электромагнитных и тепловых процессов позволил сформулировать следующие основные выводы:

Использование аморфных материалов обеспечивает радикальное снижение потерь в стали (на 60% и более) в диапазоне высоких частот переметания, характерных для авиационных генераторов. Это позволяет преодолеть «тепловой барьер», ограничивающий форсирование электрических машин традиционной конструкции по скорости вращения.

Несмотря на технологическую сложность обработки тонких аморфных лент, разработанные методы изготовления витых и сегментированных сердечников позволяют создавать надежные конструкции с интегрированными системами охлаждения. Снижение тепловыделения в статоре дает возможность упростить систему охлаждения силовой установки в целом, что приводит к снижению взлетной массы аппарата.

Совокупное улучшение массогабаритных показателей и КПД генератора (до уровня 96% и выше) напрямую влияет на летные характеристики БПЛА, обеспечивая увеличение длительности полета и полезной нагрузки. Таким образом, переход на аморфные сплавы является обоснованным и перспективным направлением развития электромеханических преобразователей энергии для авиации будущего.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhang, X., & Liu, L. (2023). Review of hybrid electric powered aircraft: Its conceptual design and energy management methodologies. *Chinese Journal of Aeronautics*, 36(5).

2. Saif, E., & Eminoglu, I. (2023). HPSs in multi-rotor UAVs: A Scientific Research and Industrial Production Perspective. *IEEE Access*, 11, 10997-11018.
3. Friedrich, J., & Robertson, P. (2015). Hybrid-electric propulsion for aircraft. *Journal of Aircraft*, 52(1), 176-189.
4. Gieras, J. F. (2008). High speed machines. In *Advancements in Electric Machines*. Springer, Dordrecht.
5. Buticchi, G., Wheeler, P., & Boroyevich, D. (2020). The More-Electric Aircraft and Beyond. *Proceedings of the IEEE*, 108(12).
6. Ganev, E. (2014). Selecting the best electric machines for electrical power generation systems: High-performance solutions for aerospace. *IEEE Electrification Magazine*, 2(4), 13-22.
7. Simizu, S., & Ohodnicki, P. (2018). Lightweight high-power-density electric motors for aerospace applications. *NIST/DOE Advanced Manufacturing Office Reports*.
8. Zhu, Z. Q., & Chu, W. Q. (2019). Electrical Machines for High-Speed Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(10).
9. El-Refaie, A. M., & Osama, M. (2019). High specific power electrical machines: A system perspective. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 3(1), 88-93.
10. Vavilov, V. E., Ismagilov, F. R., & Khayrullin, I. K. (2017). Design, optimization and initial testing of a high-speed 5 kW generator with a stator core made of amorphous alloy for UAVs. *Progress In Electromagnetics Research M*, 56, 153-163.
11. Okamoto, S., et al. (2016). Core Loss Reduction of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Amorphous Stator Core. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(3).
12. Dems, M., & Komez, K. (2014). Performance characteristics of a high-speed induction motor with an amorphous alloy core. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(6), 3046-3055.
13. Fan, Y., et al. (2014). High Power Density Motor with Amorphous Stator Core. *IEEE Transactions on Magnetics*, 50.
14. Kolano, R., et al. (2013). Amorphous Soft Magnetic Materials for the Stator of a Novel High-Speed PMSM Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(5).
15. Wang, Z., Enomoto, Y., Ito, M., et al. (2011). Development of an axial gap motor with amorphous metal cores. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1293-1299.
16. Yan, C., Hu, H., Li, Z., Zeng, L., & Pei, R. (2024). Performance Study of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor with Amorphous Alloy Considering Temperature Effect. *Materials*, 17(8), 1928.
17. Chen, J., & Wang, Y. (2023). Design of Spindle Permanent Magnet Synchronous Motor and Comparative Analysis of Different Core Materials. *IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*.
18. Lu, X., Zhang, L., Meng, P., Ma, D., Zeng, L., & Pei, R. (2025). Core loss analysis of amorphous motors considering the effect of cutting damage. *AIP Advances*, 15(3), 035232.
19. Yang, X., Qiu, S., Wang, Y., Zhao, P., Gao, Y., Wang, H., & Zhang, C. (2023). Research on Deterioration Mechanism and High-Precision Modelling of the Core Loss for Amorphous Alloys after Wire-Cut Electric Discharge Machining. *Materials*, 16(6), 2275.
20. Song, W., et al. (2024). Magnetostrictive Vibration Characteristics of Amorphous Alloy Transformer with Three-Dimensional Wound Core. *IEEE Access*, 12, 43959-43969.
21. Li, H., Chen, Z., & Wang, J. (2020). Radial Electromagnetic Vibration Analysis of Amorphous Stator Core in Permanent Magnet Synchronous Motors. *Journal of Sound and Vibration*, 485.
22. Tong, W., et al. (2018). Vibration and Noise of High-Speed Amorphous Alloy Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG)*.
23. Silwal, B., & Rasilo, P. (2025). Magnetic behavior of high permeability materials over wide temperature range. *AIP Advances*, 15.
24. Ismagilov, F. R., Vavilov, V. E., & Ayguzina, V. V. (2018). Experimental and theoretical research of losses in magnetic cores of amorphous alloys of the high-speed and ultra-

high-speed electrical rotating machines. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 1(2).

25. Tang, Y., Wu, S., & Li, Z. (2016). Development and Research of Electrical Machines with Amorphous Alloy Cores: A Review. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52.

Бокарев А. И.
bokarev@bmstu.ru

Дианов В. А.
vadianov@bmstu.ru

Бузунов Н. В.
buzunovnv@bmstu.ru

Карташов А. Б.
kartashov@bmstu.ru

Лобачев И. В.
lobivit@bmstu.ru

Пирожков Р. Д.
pirozhkov@bmstu.ru

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИ ОСНАЩЕНИИ ПОЛУПРИЦЕПА ПРИВОДНОЙ ОСЬЮ С ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Аннотация. В контексте глобального перехода к экологически чистому транспорту гибридизация коммерческого автопарка представляет собой критически важный этап отработки технологических решений по применению силовых установок на базе альтернативных источников энергии. В данной статье рассматривается анализ перспективной технической идеи — оснащение полуприцепа приводной осью с электроприводом и энергетическим модулем, что позволяет создать гибридную систему вместе с магистральным тягачом. Проведенное исследование демонстрирует, что техническая идея гибридизации за счёт технического оснащения полуприцепа электроприводом и энергетическим модулем является эффективной при определённых условиях эксплуатации магистрального автопоезда, поскольку позволяет сократить количество выбросов и расходов на энергию в условиях недостаточно развитой зарядной инфраструктуры. Моделирование показало снижение расхода топлива до 14.6% и экономическую эффективность до 8.5% в зависимости от ездового цикла, подтверждая потенциал технической идеи для определённых условий эксплуатации. В работе также анализируются ограничения технической идеи, отражаются её преимущества и определяются условия для максимальной энергетической и экономической эффективности. *Ключевые слова:* гибридизация грузового транспорта, электроприводная ось, полуприцеп с приводной осью, энергетическая эффективность, гибридный автопоезд.

Bokarev A.I.
bokarev@bmstu.ru

Dianov V.A.
vadianov@bmstu.ru

Buzunov N.V.
buzunovnv@bmstu.ru

Kartashov A.B.
kartashov@bmstu.ru

Lobachev I.V.
lobivit@bmstu.ru

Pirozhkov R.D.
pirozhkov@bmstu.ru

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

ENERGY EFFICIENCY ANALYSIS WHEN EQUIPPING A SEMI-TRAILER WITH AN ELECTRIC DRIVE AXLE

Abstract: In the context of the global transition to environmentally friendly transport, the hybridization of the commercial fleet represents a critical stage in developing technological solutions for the use of power plants based on alternative energy sources. This article examines the analysis of a promising technical idea — equipping a semi-trailer with an electric drive axle and an energy module, which makes it possible to create a hybrid system together with a main tractor. The study demonstrates that the technical idea of hybridization by equipping a semi-trailer with an electric drive and an energy module is effective under certain operating conditions of a mainline road train, since it reduces emissions and energy costs in conditions of an underdeveloped charging infrastructure. The simulation showed a reduction in fuel consumption of up to 14.6% and economic efficiency of up to 8.5% depending on the driving cycle, confirming the potential of the technical idea for certain operating conditions. The paper also analyzes the limitations of a technical idea, reflects its advantages, and defines the conditions for maximum energy and economic efficiency.

Keywords: hybridization of freight transport, electric drive axle, semi-trailer with drive axle, energy efficiency, hybrid road train.

ВВЕДЕНИЕ

Электрификация является одной из главных тенденций в автомобильной промышленности, поскольку проблема большого потребления природных ресурсов и загрязнения окружающей среды является одной из наиболее значимых. Тенденция электрификации заключается в последовательном переходе от традиционных источников энергии к альтернативным. Самый высокий потенциал в контексте альтернативных источников энергии являются технологии на основе электричества (электропривод). [1] Полный переход к экологически чистым электрическим источникам энергии в автомобиле требует развития советующей инфраструктуры, что является важным фактором, сдерживающим развитие данных технологий. В связи с этим наибольшее распространение получили технологии электрификации, основанные на применении комбинированных энергетических установок (КЭУ). КЭУ автотранспортного средства - это совокупность агрегатов и устройств, имеющая не менее двух двигателей, использующих различные виды энергии для обеспечения его движения. [2] Данная технология в большинстве случаев не требует соответствующей инфраструктуры и позволяет тщательно проработать основные проблемы электрификации автотранспорта перед этапом создания экологически чистого транспорта.

Большой вклад в направление развития тенденции электрификации занимались такие отечественные и зарубежные исследователи как Б.Н. Белоусов, С.Б. Шухман, Н.М. Филькин, А.А. Эйдинов, А.П. Петров, С.В. Бахмутов, В.Е. Ютт, Е.Е. Баулина, М.М. Жилейкин, Г.О. Котиев, Е.М. Овсянников, А.М. Сайкин, К.Е. Карпухин, И.А. Куликов, Manfred Burckhardt, Jörnсен Reimpell, Bert Breuer, Bernd Heißing, и многие другие.

Тенденция электрификации касается в том числе системы грузоперевозок и технические решения по электрификации могут быть применены для полуприцепов. Все больше производителей рассматривают потенциал в данном направлении – гибридный полуприцеп компании Schmitz Cargobull [3], гибридный полуприцеп RA-01 компании Range Energy [4], гибридный полуприцеп Nikola Motor Co [5] и другие образцы и производители. Данное направление соответствует целям национальных проектов в области транспорта и экологии в стратегически важном сегменте грузовых перевозок, поэтому потенциал развития данного направления имеет высокую актуальность. Целью работы является анализ возможности повышения энергоэффективности грузоперевозок за счет снижения расхода топлива путем добавления мехатронной оси [6] на полуприцепе.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ РАБОТЫ

Анализ повышения энергетической эффективности предложено выполнить на математической модели магистрального тягача JAC K7 [7] - серийный седельный тягач, разработанный для магистральных и региональных перевозок тяжёлых грузов на дальние расстояния. Модель производится китайской корпорацией JAC Motors. В качестве модели полуприцепа – предлагается модель на базе массово-геометрических свойств серийного полуприцепа Grunwald-Gr.ISt [8]. Основные параметры моделируемого автопоезда представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры автопоезда

Характеристик	Параметр
Снаряжённая масса	7 568 кг
Масса груза	24 100 кг
Полная масса	40 000 кг
Силовой агрегат	ДВС 11.8 л
Мощность двигателя внутреннего сгорания (ДВС)	359 кВт
Автоматическая коробка передач (АКП)	ZF 12TX2621TD
Передаточное число главной передачи (ГП)	2.714
Колёса	315/80R22.5

Принципиальная схема исходной модели автопоезда представлена на рисунке 1.

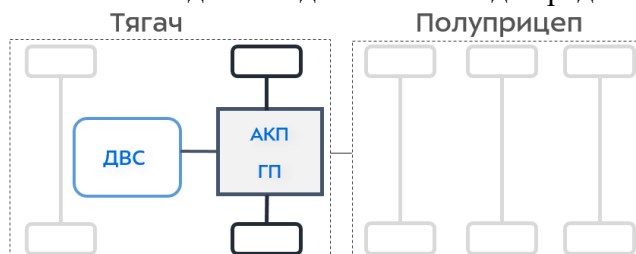


Рисунок 1 – Принципиальная схема исходной модели автопоезда: ведущие колёса тягача автопоезда получают энергию от ДВС через АКП и ГП

В рамках концептуальной оценки компонентов модернизированной гибридной схемы, реализуемой с помощью замены центральной ведомой оси полуприцепа на

приводную, выбраны следующие основные компоненты гибридной схемы:

- тяговый электродвигатель (ТЭД) номинальной мощностью 157 кВт с планетарным редуктором;
- тяговая аккумуляторная батарея ёмкостью 70 кВт•ч.

Выбор основных компонентов гибридной системы реализован путём итерационного подбора и с учётом источников [9] и [10].

Принципиальная схема перспективной гибридной схемы модели автопоезда представлена на рисунке 2.

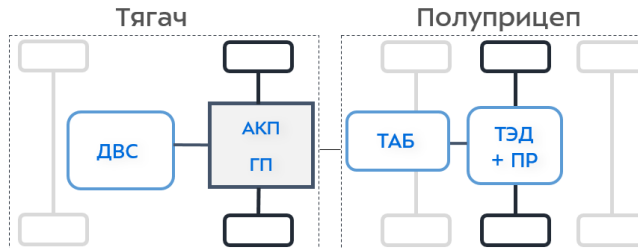


Рисунок 2 – Принципиальная схема модернизированной модели автопоезда: ведущие колёса тягача автопоезда получают энергию от ДВС через АКП и ГП; ведущие колёса полуприцепа получают энергию от ТЭД через планетарный редуктор (мехатронная трансмиссия)

В рамках обеспечения возможности проведения имитационного моделирования разработана математическая модель, которая построена на базе программного продукта по имитационному моделированию Matlab/Simulink и её отдельные блоки настроены под соответствие результата расхода топлива паспортному для исходной схемы, представленной на рисунке 1. Математика, положенная в основу математической модели, основана на базовых формулах теории автомобиля [11]. Математическая модель настроена таким образом, что путём изменения соответствующих надстроек имеется возможность переключения между схемами 1 (см. рис. 1) и схемой 2 (см. рис. 2). Иллюстрация блок-схем математической модели представлена на рисунке 3.

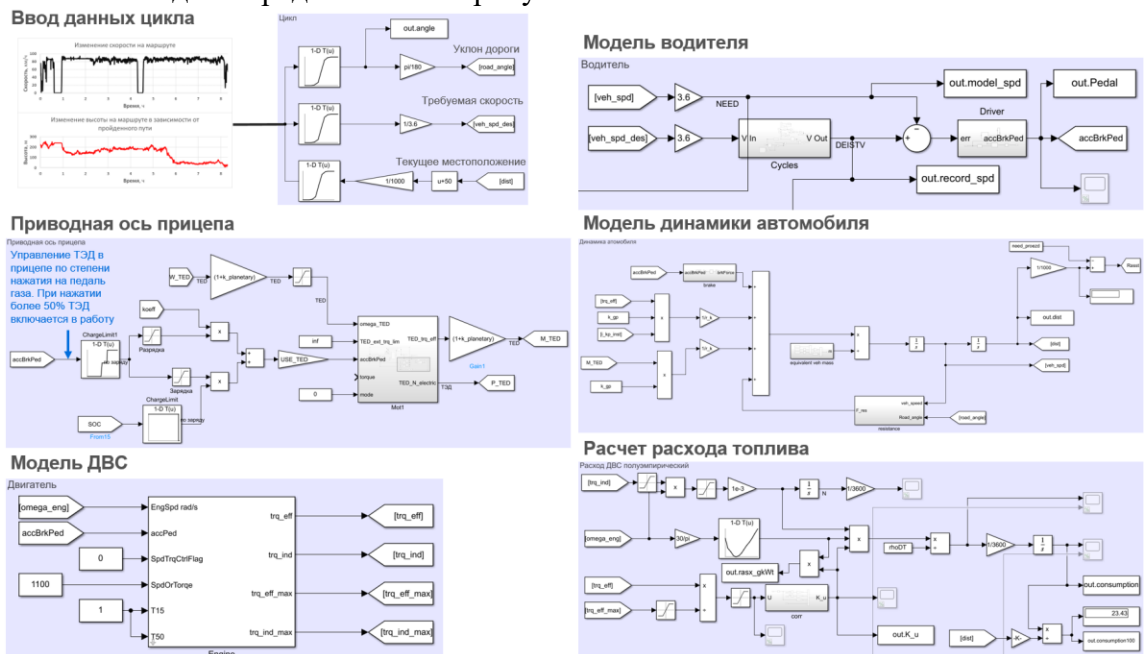


Рисунок 3 – Иллюстрация математической модели автопоезда

Моделирование эксплуатационных характеристик предложено выполнить на

уникальных синтезированных ездовых циклах МГТУ им. Н.Э. Баумана – смешанного типа и магистрального. [12] Для построения синтезируемых циклов использовались данные телеметрии с маршрутов Москва - Сочи, Сочи – Ростов-на-Дону, Сергиев Посад – Санкт-Петербург, Санкт-Петербург – Москва, Москва – Екатеринбург. Магистральный цикл разработан на базе смешанного и оптимизирован за счёт фильтрации значений, коррекции минимальных скоростей и добавления остановок каждые 900-1000 км, кроме того максимальная скорость снижена до 105 км/ч при сохранении средней скорости в цикле ≈ 83 км/ч. Сравнительный анализ эффективности схемы 1 (см. рис. 1) и схемы 2 (см. рис. 2) проводится на дистанции 1000 км. Параметры циклов представлены на рисунке 4.

Магистральный цикл 12.7 [ч] / 1000 [км]

Смешанный цикл 14.7 [ч] / 1000 [км]

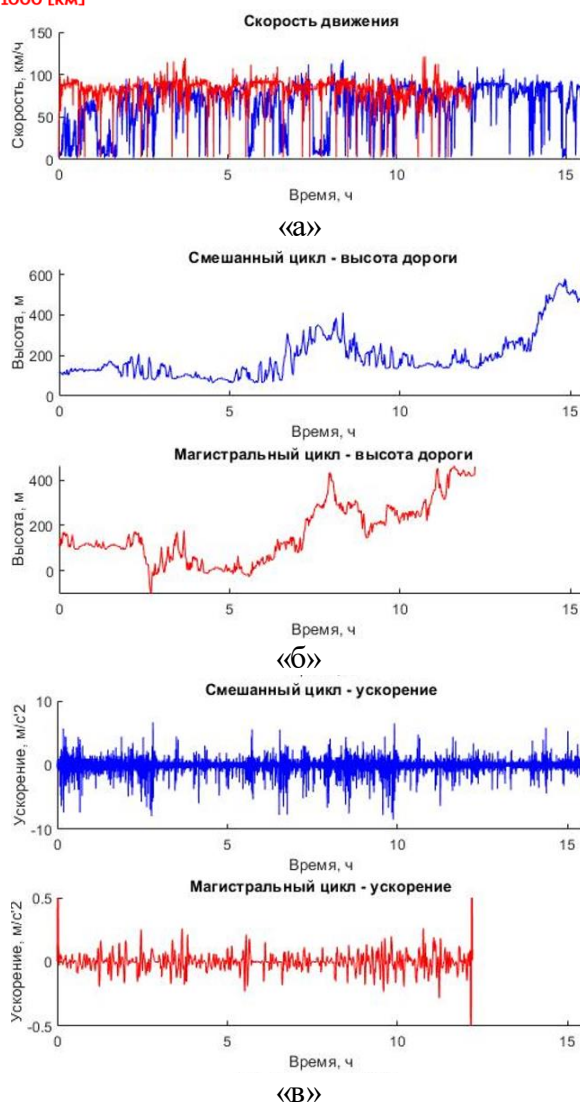


Рисунок 4 – Смешанный и магистральный ездовые циклы МГТУ им. Н.Э. Баумана для анализа эффективности: «а» - графики скорости от времени; «б» - графики изменения высоты дороги от времени; «г» - графики изменения ускорения от времени.

Для моделирования движения исходной схемы автопоезда (см. рис. 1) разработана модель водителя, основанная на ПИД-регулировании, основные характеристики которой представлены ниже:

- педаль акселератора подключена к ДВС;
- положение педали акселератора определяется по рассогласованию текущей скорости автопоезда и скорости, требуемой в данный момент из ездового цикла;

- ДВС вращается во всем доступном диапазоне частот;
- для торможения используется механическая тормозная система;
- рекуперация отсутствует.

Блок-схема модели водителя для схемы 1 (см. рис. 1) представлена на рисунке 5.



Рисунок 5 – Модель водителя для схемы 1 (см. рис.1)

Для моделирования движения модернизированной гибридной схемы (см. рис. 2), реализуемой с помощью замены центральной ведомой оси полуприцепа на приводную, разработана модель водителя, основанная также на ПИД-регулировании, основные характеристики которой представлены ниже:

- педаль акселератора подключена к ТЭД и ДВС;
- положение педали акселератора определяется по рассогласованию текущей скорости автопоезда и скорости, требуемой в данный момент из ездового цикла;
- ДВС вращается во всем доступном диапазоне частот;
- ТЭД помогает ДВС при разгоне/преодолении подъемов;
- ТЭД рекуперрует при торможении/преодолении спусков;
- рекуперация присутствует.

В рамках алгоритма управления ТЭД и ДВС для модернизированной гибридной схемы (см. рис. 2), реализуемой с помощью замены центральной ведомой оси полуприцепа на приводную, реализовано три режима работы:

- ДВС работает без помощи от ТЭД. При поддержании постоянной скорости, при незначительном ускорении (степень нажатия на педаль газа от 0 до 0.5), при подъеме в горку с малым уклоном;
- ТЭД помогает ДВС (степень нажатия на педаль газа от 0.5 до 1), при резком ускорении, при подъеме в горку с большим уклоном;
- ТЭД помогает основной тормозной системе и накапливает энергию (рекуперация) (степень нажатия на педаль газа от -1 до 0). При торможении, при спуске с горки.

Блок-схема модели водителя для схемы 1 (см. рис. 1) представлена на рисунке 6.

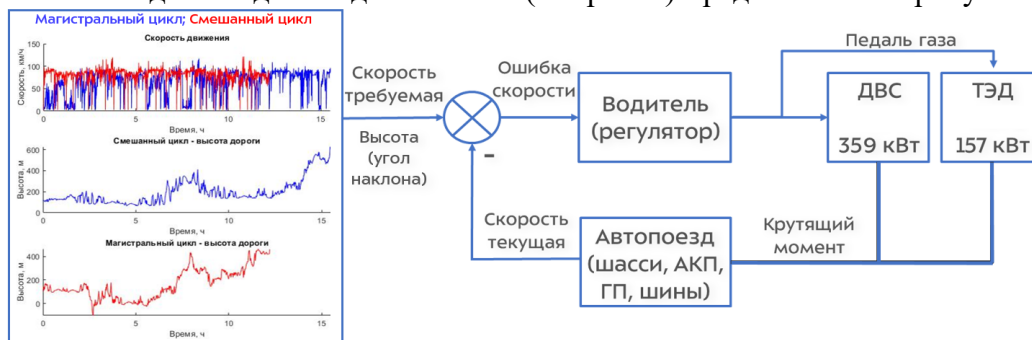


Рисунок 6 – Модель водителя для схемы 2 (см. рис.2)

Результаты моделирования движения в смешанном и магистральном циклах схемы 1 (см. рис. 1) представлены на рисунке 7. Глобальные полученные результаты для сравнительного анализа:

- средний расход топлива в магистральном цикле составляет 24.2 л/100км;
- средний расход топлива в смешанном цикле составляет 26.8 л/100км.

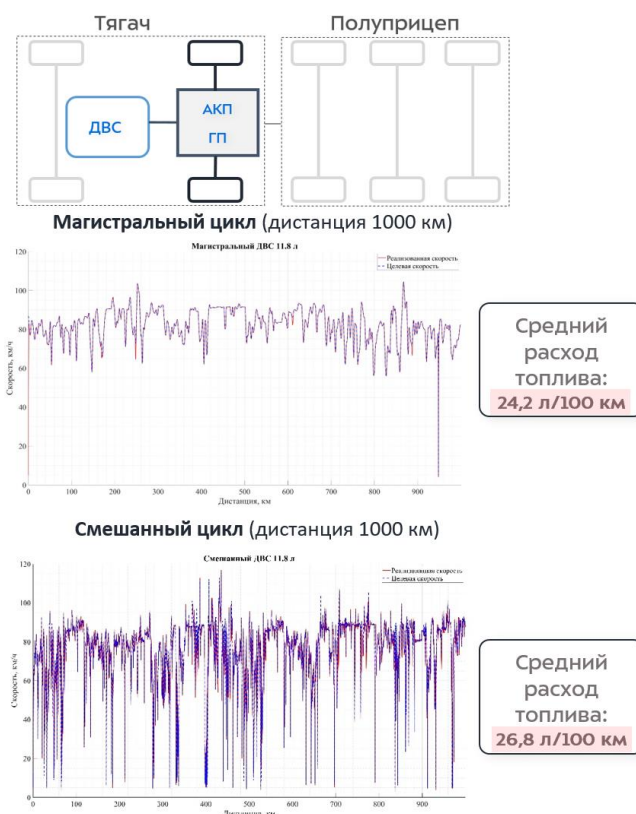


Рисунок 7 – Результаты моделирования для схемы 1 (см. рис.1)

Результаты моделирования движения в смешанном и магистральном циклах схемы 2 (см. рис. 2) представлены на рисунке 8. Глобальные полученные результаты для сравнительного анализа:

- средний расход топлива в магистральном цикле составляет 23.3 л/100км;
- средний расход топлива в смешанном цикле составляет 22.9 л/100км.

Сравнительный анализ результатов представлен в таблице 2.

Таблица 2 – Сравнительный анализ эффективности

Характеристик	Схема 1 (см. рис 1)	Схема 2 (см. рис 2)
Магистральный цикл (дистанция 1000 км)		
Средняя скорость за цикл, км/ч	81,5	81,5
Средняя расход за цикл, л/100км	24,2	23,3
Улучшение по расходу за цикл, %	-	3,7
Смешанный цикл (дистанция 1000 км)		
Средняя скорость за цикл, км/ч	68,5	68,3
Средняя расход за цикл, л/100км	26,8	22,9
Улучшение по расходу за цикл, %	-	14,6

Рассмотрена эффективность по снижению расхода топлива при переходе на гибридную схему (см. рис. 2): эффективность от 3.7% до 14.6% в зависимости от эксплуатационного ездового цикла (меньший эффект в % относится к магистральному, больший эффект в % к смешанному).

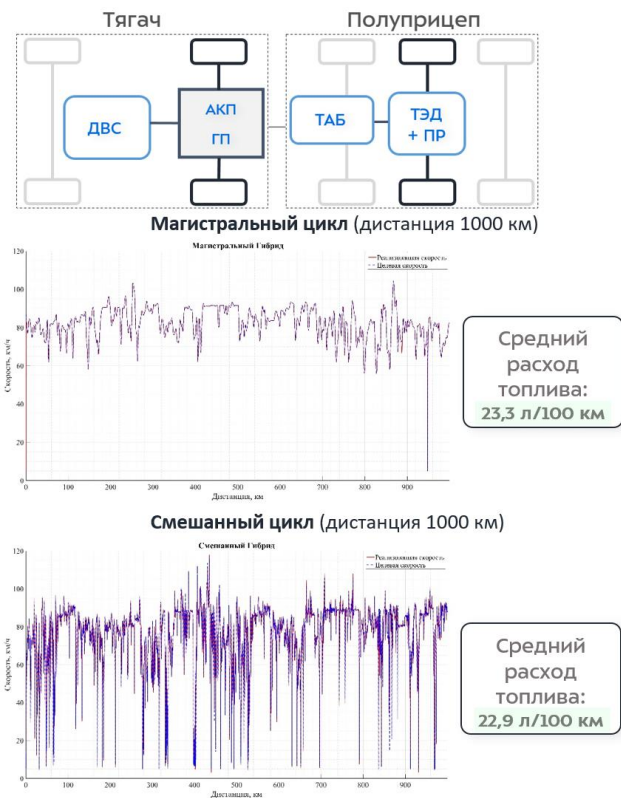


Рисунок 8 – Результаты моделирования для схемы 2 (см. Рис.2)

Состояние заряда ТАБ для схемы 2 (см. рис. 2) представлено на рисунке 9.
Состояние заряда за магистральный цикл

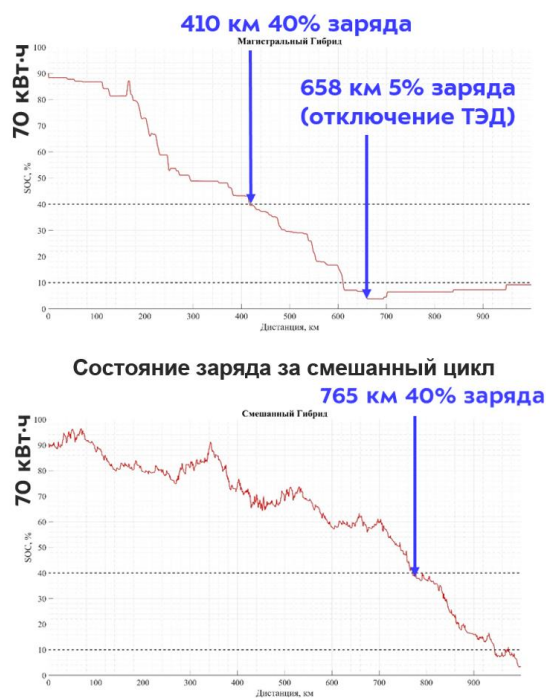


Рисунок 9 – Результаты моделирования для схемы 2 (см. рис.2): состояние заряда ТАБ

Из анализа состояния заряда ТАБ для схемы 2 можно сделать вывод, что ТАБ емкостью 70 кВт·ч хватает для проезда цикла протяженностью 1000 км. При проезде более длительного цикла ТЭД на время дозарядки до уровня в 40% не будет помогать ДВС при

движении, будет происходить только рекуперация. В таком случае общая эффективность от применения тяговой оси на полуприцепе будет снижена. Для повышения эффективности требуется предусмотреть возможность зарядки ТАБ во время стоянки автопоезда.

Дополнительно проведён сравнительный анализ энергетической эффективности в плане определения затрат на топливо и электрическую энергию для заряда ТАБ. Для сравнения стоимости были взяты цены на дизельное топливо и электроэнергию из открытых источников на 01.11.2025:

- стоимость 1 л дизельного топлива – 73.4 руб. [13];

- стоимость 1 кВт•ч электроэнергии на быстрой зарядной станции – 19.8 руб. [14]

Результаты представлены в таблице 3.

Таблица 3 – Сравнительный анализ энергоэффективности

Характеристик	Схема 1 (см. рис 1)	Схема 2 (см. рис 2)
Магистральный цикл (дистанция 1000 км)		
Стоимость потраченного топлива, руб	17762,8	17102,2
Стоимость потраченной электроэнергии, руб	-	1119,9
Общие затраты, руб	17762,8	18222,1
Экономическая эффективность, %	-	-2,6
Смешанный цикл (дистанция 1000 км)		
Стоимость потраченного топлива, руб	19671,2	16808,6
Стоимость потраченной электроэнергии, руб	-	1200,3
Общие затраты, руб	19671,2	18008,9
Экономическая эффективность, %	-	+8,5

Из таблицы 3 следует, что экономический эффект для эксплуатации по магистральному циклу получился отрицательный (-2.6%), поскольку стоимость электрической энергии на подзарядку ТАБ сравнительно превысила разницу в расходах от эффекта экономии топлива (сравнительно расходы на топливо получились меньше, чем расходы на электроэнергию для подзарядки ТАБ). Рассмотрена эффективность по экономическому эффекту при переходе на гибридную схему: эффективность от -2.6% (отрицательный эффект из-за дорогой электроэнергии) до 8.5% в зависимости от эксплуатационного цикла (меньший эффект в % относится к магистральному, больший эффект в % к смешанному). Полученные результаты по экономическому эффекту носят справочно-информационный характер, поскольку зависят от стоимости топлива и электроэнергии.

Следует подчеркнуть, что общие совокупные результаты эффективности по расходу топлива и энергетической эффективности сильно зависят от эксплуатационного ездового цикла, загрузки автопоезда, основных узлов и агрегатов, алгоритмов управления, изменения массы автопоезда из-за модернизации полуприцепа и прочих граничных условий, которые являются гибкими и индивидуальными. В представленной работе представлен концептуальный анализ для установления преимуществ эксплуатационных характеристик и предварительной оценки потенциала технической идеи разработки гибридной схемы (см. рис. 2), реализуемой с помощью замены центральной ведомой оси

полуприцепа на приводную. Установлено, что получаемые эксплуатационные характеристики практически не дают какой-либо ощутимой перспективы в магистральном ездовом цикле. Данное техническое решение раскрывает свои преимущества в плане снижения расхода топлива и энергетической эффективности в смешанных ездовых циклах. Однако, в контексте дополнительных весомых аргументов в пользу данного технического решения могут выступать следующие уникальные особенности и преимущества в сравнении с традиционной схемой:

1) Повышение проходимости и тяговой способности, что значительно снижает риска простоя (стоимость одного часа простоя может достигать десятков тысяч рублей):

- бездорожье и временные пути: полуприцеп с собственной тягой не буксует на грязных, песчаных или заснеженных участках, где обычный автопоезд встает мгновенно;

- крутые подъемы: на затяжных горных серпантинах приводная ось предотвращает "складывание" автопоезда и пробуксовку ведущих колес тягача.

2) Повышение активной безопасности и управляемости:

- возможность реализации функции стабилизации автопоезда ("анти-складывание"): система может подтормаживать электромотором полуприцеп при заносе, активно поддерживая его траекторию, это борется с одной из самых опасных аварийных ситуаций для автопоездов;

- возможность улучшения курсовой устойчивости: на скользкой дороге или при боковом ветре интеллектуальная система может подруливать тяговыми силами, компенсируя рыскание.

3) Независимая энергетическая платформа для "холодного" снабжения:

- рефрижераторные перевозки: электропривод холодильной установки от собственной батареи может позволять поддерживать температуру в полуприцепе без шума, вибраций и выхлопа от дизель-генератора, что критично для ночных стоянок в жилых районах, экологических зон;

- мобильные командные пункты, мастерские, лаборатории: полуприцеп превращается в автономный модуль с электропитанием для высокотехнологичного оборудования на протяжении многих часов.

ВЫВОДЫ

Рассмотрен анализ возможности повышения энергоэффективности грузоперевозок за счет снижения расхода топлива путем добавления мехатронной оси на полуприцепе:

- эффективность по снижению расходу топлива при переходе на гибридную схему: для моделируемых эксплуатационных условий и допустимых границ постановки исследования эффективность может достигать от 3.7% до 14.6% в зависимости от эксплуатационного цикла (меньший эффект в % относится к магистральному, больший эффект в % к смешанному);

- эффективность по экономическому эффекту при переходе на гибридную схему: для установленных значений стоимости топлива и электроэнергии эффективность может достигать от -2.6% (отрицательный эффект из-за дорогой электроэнергии) до 8.5% в зависимости от эксплуатационного цикла (меньший эффект в % относится к магистральному, больший эффект в % к смешанному).

Полученные результаты носят справочно-информационный характер – в статье отражён концептуальный анализ для установления преимуществ эксплуатационных характеристик и предварительной оценки потенциала технической идеи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кабдин Н. Е. К12 Электропривод: учебник / Н. Е. Кабдин, В. Ф. Сторчевой. – М.: МЭСХ, 2021. – 286 с. ISBN 978-5-6046184-4-8

2. Баулина Е. Е. Методика повышения устойчивости и улучшение

управляемости автомобиля с комбинированной энергетической установкой при изменении типа привода в процессе движения: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. - Москва 2010.

3. Гибридный полуприцеп Schmitz Transformer: как это работает [Электронный ресурс] // Дзен. – Режим доступа: <https://dzen.ru/a/XdUXFFgdDE4R9SHK> (дата обращения: 01.11.2025).

4. Полуприцеп с электроприводом превратит любую фуру в гибрид [Электронный ресурс] // N+1. – 2023. – 21 ноября. – Режим доступа: <https://nplus1.ru/news/2023/11/21/polupricep-s-elektoprivodom-prevratit-lyubuyu-furu-v-gibrid> (дата обращения: 01.11.2025).

5. Nikola Motor Co. to release 2,000hp hybrid semitrailer truck [Электронный ресурс] / Computerworld. – Режим доступа: https://translated.turbopages.org/proxy_u/en-ru.ru.c6b57a15-69259c18-cb59c482-74722d776562/https/www.computerworld.com/article/1662416/nikola-motor-co-to-release-2000hp-hybrid-semitrailer-truck.html (дата обращения: 01.11.2025).

6. Vestnik UGATU (scientific journal of Ufa State Aviation Technical University), vol. 26, no. 4 (98), pp. 113-122, 2022. ISSN 2225-2789 (Online), ISSN 1992-6502 (Print).

7. JAC K7: технические характеристики, фотографии, отзывы [Электронный ресурс] // JACRus. – Режим доступа: <https://jacrus.ru/jac-k7> (дата обращения: 01.11.2025)

8. Полуприцеп изотермический Grunwald GR-IST [Электронный ресурс] // GRUNWALD. – Электрон. дан. – Москва, 2024. – Режим доступа: <https://www.grunwald-msk.ru/products/полуприцеп-изотермический-grunwald-gr-ist> (дата обращения: 01.11.2025)

9. Лапенков, Р. А. Методы расчёта электромеханического привода колес полуприцепа активного автопоезда в составе с седельным тягачом с механической трансмиссией: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Москва 2025.

10. Лапенков Р. А., Малиновский М. П., Мушкарин Е. Ю., Сапожкин В. С., Архипов А. В. К вопросу расчёта характеристик тягового привода колёс активного полуприцепа для использования в составе автопоезда. Труды НАМИ. 2025;(3):84-95. EDN: VGQBKT.

11. Хусаинов, А. Ш. Х- Теория автомобиля. Конспект лекций / А. Ш. Хусаинов, В. В. Селифонов – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 121 с

12. Lobachev, Statistical evaluation of regenerative braking of trucks with energy efficient mechatronic transmission / Ivan Lobachev, Ilya Khlobystov, Maksim Potashnikov, Nikolai Buzunov, Aleksander Kartashov / E3S Web of Conferences 592, 07007 (2024).

13. Топливная эффективность грузового автотранспорта: анализ и статистика [Электронный ресурс] // Driff. – 2024. – Режим доступа: <https://driff.ru/fuel-dynamics/dt/> (дата обращения: 01.11.2025).

14. Ставки и тарифы на электроэнергию для транспортных средств [Электронный ресурс] // EV-TIME: зарядная инфраструктура. – 2024. – Режим доступа: <https://ev-time.com/rates/> (дата обращения: 01.11.2025).

Власов А. И.
vlaai@lepse.kirov.ru

Ишутинов В. В.
ishuvv@lepse.kirov.ru

Абрамов А. А.
abraa@lepse.kirov.ru

АО «ЛЕПСЕ», г. Киров, Россия

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАГНИТОПРОВОДА НА ПОТРЕБИТЕЛЬСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ВНЕШНИМ РОТОРОМ

Аннотация: Статья посвящена исследованию влияния применяемых при изготовлении магнитопровода (МП) электродвигателя с внешним ротором технологий и электротехнического материала на потребительские характеристики, интересующие производителей БПЛА. В связи с непрерывно увеличивающимся спросом на электродвигатели такого типа рассматриваемый вопрос является актуальной задачей. Целью данной статьи является определение наилучшего сочетания материала МП и технологии его изготовления.

Основным подходом в данной статье является экспериментальное исследование.

В результате работы получены экспериментальные данные потребительских характеристик и проведен их анализ.

Приведенный материал будет полезен отечественным разработчикам электродвигателей для БПЛА.

Ключевые слова: магнитопровод, электротехническая сталь, бесконтактный электродвигатель с внешним ротором, технология изготовления, потребительские характеристики, экспериментальное исследование

Vlasov A. I.
vlaai@lepse.kirov.ru

Ishutinov V. V.
ishuvv@lepse.kirov.ru

Abramov A. A.
abraa@lepse.kirov.ru

AO LEPSE, JSC, Kirov, Russia

EXPERIMENTAL RESEARCH EFFECT OF MANUFACTURE TECHNOLOGY MAGNETIC CORE FOR ELECTRIC MOTOR WITH OUTER ROTOR EXTERNAL CHARACTERISTICS

Abstract: The article deals with research of effect manufacture technology and electric steel material for magnetic core on electric motor with outer rotor external characteristics, which may be interesting for UAV's creators. Due to consumer demand for electric motor this type is

permanent increase therefore the subject of research is actual.

The purpose of this article is search the best combination of material for magnetic core and manufacture technology for it.

The main method of research is experiment.

It is obtain experimental external characteristic of electric motor and complete their analyze as a result of research.

This article will be helpful for creators UAV's electric motors.

Keywords: magnetic core, electric steel, brushless motor with outer rotor, manufacture technology, external characteristic, experiment

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время производство винтокрылых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в мире достигло беспрецедентного уровня, что обусловлено высоким спросом на подобную технику в различных отраслях экономики.

По прогнозам аналитического агентства «Motor Intelligence», глобальный рост рынка БПЛА к 2029 году достигнет 67,6 млрд. долларов. В России, по данным Ростелеком, рынок БПЛА к 2028 году составит почти 82 млрд. руб. (рис. 1) [1].

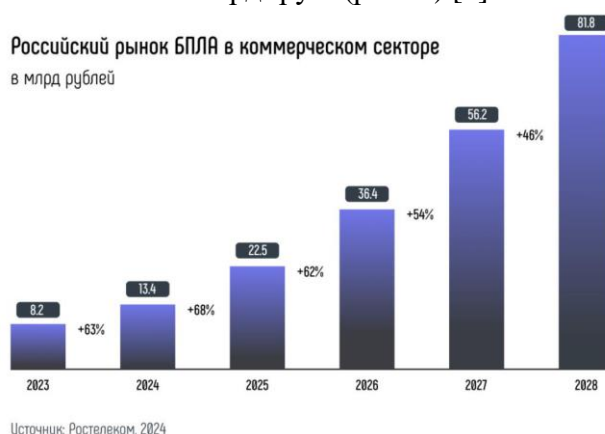


Рисунок 1 – Российский рынок БПЛА

Исходя из сказанного, обеспечение производителей БПЛА нужным количеством силовых установок, обладающими требуемыми потребительскими характеристиками, является актуальной задачей для отечественной электротехнической промышленности.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В качестве силовой установки винтокрылых БПЛА, в основном, используются бесконтактные электродвигатели (ДБ) с возбуждением от постоянных магнитов, различного конструктивного исполнения.

Наиболее перспективным для БПЛА конструктивным исполнением являются ДБ обращённой конструкции (с внешним ротором), обладающие преимуществами в части удельной мощности и компактности [2].

Как правило, производители БПЛА к ДБ предъявляют следующие требования (потребительские характеристики): минимальные масса и потребляемый от аккумулятора ток; приемлемый нагрев ДБ и ресурс; требуемое, для примененного на борту БПЛА регулятора оборотов, значение KV (количество оборотов на один вольт питающего напряжения), об/(мин×В); обеспечение требуемой частоты вращения, а, следовательно, требуемой тяги на различных режимах акселерации с заданным типом воздушного винта; эстетичный (потребительский) внешний вид ДБ; минимальная стоимость.

В последнее время в России, к перечисленным выше требованиям, предъявляется

дополнительное требование – наличие сертификата соответствия товара по форме СТ-1.

В современных российских реалиях одной из самой труднодостижимой потребительской характеристикой является обеспечение минимальной или равной импортным аналогам стоимости ДБ для БПЛА.

Основная стоимость ДБ обращенной конструкции для БПЛА, если исключить производственные издержки, состоит из стоимости изготовления ротора с постоянными магнитами и изготовления статора ДБ.

Стоимость изготовления ротора ДБ обращенной конструкции, в основном, определена ценой самих постоянных магнитов и трудоемкостью операции установки и приклейки постоянных магнитов на МП ротора.

В ДБ для БПЛА, как правило, применяются постоянные магниты на основе интерметаллида $\text{Ne}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ и цена таких постоянных магнитов на мировом рынке уже сформирована и зависит, в основном, от геополитической ситуации.

Снижение трудоемкости операции установки и приклейки постоянных магнитов на МП ротора ДБ решается путем использования автоматического установщика постоянных магнитов и исключения операции приклейки как таковой, что является возможным из-за конструктивной особенности ротора обращенной конструкции. В качестве примера автоматического установщика постоянных магнитов можно привести модель ND-VI01 фирмы NIDE (КНР).

Стоимость изготовления МП статора ДБ определяется:

1. ценой материала МП и ценой обмоточного провода;
2. трудоемкостью изготовления непосредственно МП статора, зависящей от технологии изготовления листов статора, а также от способа сборки всего МП;
3. трудоемкости намотки обмотки статора. Уменьшение трудоемкости намотки решается применением автоматизированного намоточного оборудования, например, как модель ND-SLD01C фирмы NIDE (КНР), позволяющего изготавливать статор за 80 секунд.

В [3] показано, что цена МП определяется полной массой материала, используемого при его производстве (с учетом массы отходов при штамповке или резке), а также сложностью его изготовления. В [3] показано, что цена МП определяется полной массой материала, используемого при его производстве (с учетом массы отходов при штамповке или резке), а также сложностью его изготовления. Т.е. задача выбора материала МП может быть представлена в виде математической функции:

$$\begin{cases} B_{\delta}(B_z, B_j) \rightarrow \max \\ M_M(B_z, B_j) \rightarrow \min \\ \eta(B_z, B_j) \rightarrow \max \\ \text{Ц}(B_z, B_j) \rightarrow \min \\ M_{\text{от}}(B_z, B_j) \rightarrow \min \end{cases}, \quad (1)$$

где $B_{\delta}(B_z, B_j)$ – магнитная индукция в воздушном зазоре ДБ; $M_M(B_z, B_j)$ – масса ДБ; $\eta(B_z, B_j)$ – КПД; $\text{Ц}(B_z, B_j)$ – цена МП статора; $M_{\text{от}}(B_z, B_j)$ – масса отходов.

Таким образом, задаваясь максимально допустимыми значениями магнитной индукции для зубцов B_z и спинки статора B_j для конкретно выбранного материала МП и аппроксимируя функцию удельных потерь, появляется возможность определить значение каждого критерия, входящего в (1). После чего произвести сравнительный многокритериальный анализ применения того или иного материала и сделать оптимальный выбор материала МП.

В тоже время, в отечественной промышленности наибольшее распространение при

создании магнитопроводов ДБ получила изотропная сталь 2421 ТУ 14-1-4657-89 толщиной 0,18 мм. Она обладает низкими удельными потерями (12,5 Вт/кг при 400 Гц) и высокой индукцией насыщения 1,85...1,9 Тл при приемлемой цене, ориентировочно, 350 рублей за килограмм [3].

В зарубежной промышленности, в частности в КНР, при производстве МП статоров ДБ для БПЛА широкое применение нашла сталь В20AV1200-М Q/BQB толщиной 0,2 мм. По сравнению со сталью 2421 она обладает удельными потерями 12 Вт/кг при частоте 400 Гц, при этом цена стали составляет, ориентировочно, 200 рублей за килограмм.

При проведении ОКР или единичном производстве ДБ, с целью изготовления листов МП статора, довольно часто используют следующие технологии (методы) резания: электроэрозионный метод или метод лазерной резки, так как изготовление штампа в данном случае экономически не целесообразно.

Каждый из перечисленных методов обладает своими достоинствами и недостатками. Так, использование электроэрозионного метода при изготовлении листов МП статора, является более длительным процессом в сравнении с методом лазерной резки и, при несоблюдении технологии изготовления, может привести к коррозии всего МП.

С другой стороны, использование электроэрозионного метода не приводит к образованию закороченности листов статора, так как не приводит к образованию заусенцев, как в случае использования метода штамповки или «града» при лазерной резке.

Применение лазерной резки позволяет достаточно быстро изготовить необходимое количество листов МП статора без коррозии последних, но имеет ряд недостатков:

- после обработки лазером наблюдается локальное нарушение кристаллической структуры поверхностного слоя материала, что приводит к увеличению шероховатости поверхности и изменению ориентации зерен стали вблизи зоны реза. Это может вызывать дополнительные местные концентрации напряженности магнитного поля, увеличивая таким образом величину магнитных потерь;

- наличие «града» в зоне резки, что приводит к необходимости дополнительной операции зачистки листов, иначе собранный МП будет иметь повышенные добавочные потери, как в случае с заусенцами.

Потери в собранном магнитопроводе ДБ, в следствие образования заусенцев («града»), можно оценить через уравнение [4]

$$\rho_{cm}^G = \frac{16 \cdot h_j}{\rho_G} \cdot (k_E \cdot f \cdot B)^2, \text{ Вт/м}^3, \quad (2)$$

где ρ_G – удельное сопротивление заусенцев, Ом/м; B – амплитуда среднего значения индукции по толщине листа, Тл; f – частота перемагничивания, Гц; h_j – высоте ярма листа статора, мм; k_E – коэффициент ЭДС, Вс/рад.

По опытным данным добавочные магнитные потери при довольно больших заусенцах могут составлять до 40 % от общих удельных магнитных потерь при данной толщине листа.

Практическому применению уравнения (2) препятствует недостаточное знание и большие колебания удельного сопротивления заусенцев ρ_G . Величина ρ_G зависит от штамповки, количества «града», от конструкции и от давления. Кроме того, часто большую роль играют не поддающиеся учету разного рода случайности.

Ввиду ненадежности расчета добавочные магнитные потери обычно учитываются посредством установленного эмпирическим путем коэффициента k_{mex} . При анализе различных источников среднее значение k_{mex} , установленное опытным путем составляет 1,7 для электрических машин переменного тока и 2,3 для электрических машин постоянного

тока. В [4] приведена зависимость k_{mex} в функции толщины листа Δ (рис. 2).

Повышенные магнитные потери МП приводят к ухудшению потребительских характеристик ДБ для БПЛА таких как: повышенный нагрев и потребляемый от аккумулятора ток.

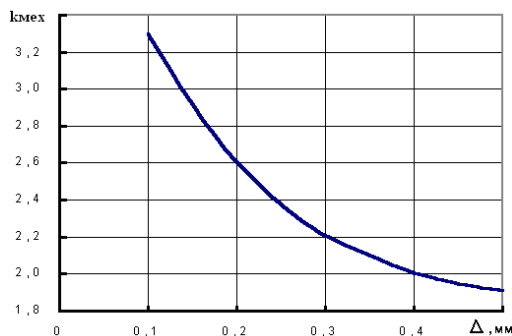


Рисунок 2 – Зависимость $k_{mex} = f(\Delta)$



Рисунок 3 – Пакет статора с «замками»

При серийном производстве ДБ, с целью снижения трудозатрат и уменьшения стоимости изготовления листов МП статора, остается не заменимым традиционный метод штамповки.

Сборка МП статора ДБ может иметь две технологии изготовления:

1. склеивание отдельных листов МП между собой, что имеет большую трудоемкость и дороговизну по сравнению с второй технологией;

2. соединение листов статора МП между собой при помощи «замков», представляющих собой выступы и впадины на листах статора (рис. 3). Способ является более технологичным и более дешевым, особенно при больших партиях ДБ.

Недостатком данного способа является необходимость применения листов МП статора с большей толщиной, так как «замки», при тонких листах, могут не держать и МП статор будет распадаться. В этой связи, применение в ДБ, рекомендованного в [3] аморфного железа с толщиной листа 25...30 мкм, является крайне затруднительным, хотя использование аморфного железа могло бы улучшить потребительские свойства ДБ. Кроме того, в области «замков» происходит закорачивание листов, что, в свою очередь, приводит к увеличению добавочных магнитных потерь.

Проведение теоретического анализа влияния различного сочетания вышеперечисленных критериев, с учетом достаточно большого количества допущений и отклонений, на потребительские характеристики ДБ для БПЛА является достаточно труднореализуемой задачей.

В связи со сказанным, на АО «ЛЕПСЕ» (г. Киров) было решено провести экспериментальные исследования влияния марок сталей, технологии изготовления листов МП статора, способа сборки МП статора ДБ обращенной конструкции (внешним ротором) на требуемые потребительские характеристики.

В качестве потребительских характеристик были выбраны следующие величины:

– наибольшая частота вращения ротора (n , об/мин) при требуемом значении акселерации. Под акселерацией понимается заданный процент частоты вращения от максимально возможной частоты вращения при номинальном напряжении питания. В ходе экспериментального исследования были рассмотрены два интересующих потребителя режима, которые соответствуют 50 % и 75 % акселерации;

– максимальная тяга (F , грамм), создаваемая воздушным винтом при требуемом значении акселерации. В экспериментальных исследованиях применялся воздушный винт марки DUALSKY 18x13 (рис. 4);

– потребляемый ДБ ток (I , А) при требуемом значении акселерации.

Объектом исследования являлся ДБ обращенной конструкции с KV=370. Внешний вид ДБ показан на рис. 5.



Рисунок 4 – Воздушный винт марки DUALSKY 18x13

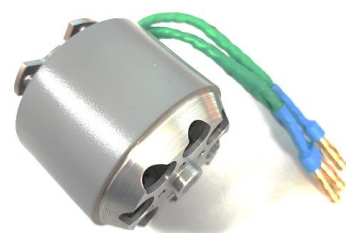


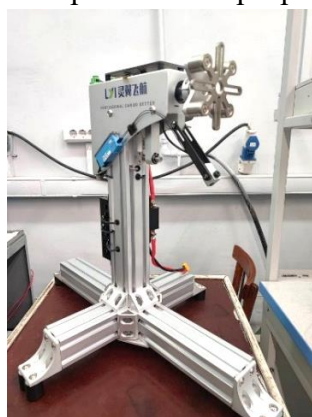
Рисунок 5 – Внешний вид ДБ с KV=370

Для экспериментальных исследований было изготовлено 11 МП статора с одинаковыми обмоточными данными при разных сочетаниях марок электротехнических сталей, технологии изготовления листов статора, технологии сборки пакета статора (табл.1). С целью исключения влияния разброса характеристик постоянных магнитов на характеристики ДБ, все 11 МП статора испытывались с одним и тем же ротором.

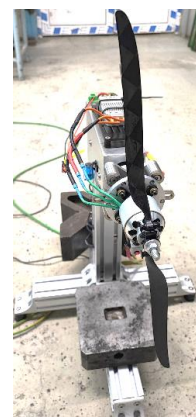
Таблица 1 – Исходные данные при экспериментальных исследованиях

Марка стали	Технология изготовления листов статора	Технология сборки магнитопровода статора	Номер комбинации технологий
Сталь 2421	Лазерная резка	Склеивание	1
ТУ 14-1-4657-89	Метод штамповки	Крепление «замками»	2
Сталь В20АV1200-М	Лазерная резка	Склеивание	1
Q/VQB (КНР)	Метод штамповки	Крепление «замками»	2

Экспериментальные исследования испытуемых ДБ проводились на тягоизмерительном стенде LY-10KGF (рис. 6). Результаты измерений фиксировались при помощи специализированного программного обеспечения стенда LY-10KGF.



а)



б)

Рисунок 6 – Внешний вид тягоизмерительного стенда LY-10KGF с установленными навесным оборудованием (а) и испытуемым электродвигателем (б)

В табл.2 представлено сравнение ДБ с лучшим и худшим результатом при экспериментальных исследованиях электродвигателей с МП из электротехнической стали 2421 ТУ 14-1-4657-89 при 50 % акселерации.

Анализируя результаты экспериментальных исследований, приведенные в табл.2, можно заключить, что лучшие характеристики из всех образцов демонстрирует ДБ, МП которого выполнен по комбинации технологий №2. В этом случае, потребляемый ДБ ток

при максимальном напряжении питания на 2,2 % меньше, чем в случае ДБ с комбинацией технологий №1, а тяга на 1,2 % выше.

В табл.3 представлено сравнение ДБ с лучшим и худшим результатом при экспериментальных исследованиях электродвигателей с МП из электротехнической стали В20AV1200-М Q/VQV при 50 % акселерации.

Таблица 2 – ДБ с МП из стали 2421 при 50 % акселерации

Технология изготовления	Комбинация технологий №1						Комбинация технологий №2					
	ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом			ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом		
Статус ДБ												
Характерист.												
Напр. пит.	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм
U _{пит} = 18 В	3085	9,23	1065	3073	9,14	988	3089	9,08	1123	3094	9,11	1070
U _{пит} = 20 В	3407	11,15	1312	3400	11,1	1226	3415	11	1376	3420	10,9	1310
U _{пит} = 22 В	3727	13,32	1612	3720	13,25	1527	3735	13,17	1660	3740	13,18	1590
U _{пит} = 24 В	4058	15,82	1923	4042	15,75	1835	4060	15,63	1970	4056	15,6	1845
U _{пит} = 27 В	4526	20,52	2400	4519	20,18	2328	4545	20,02	2490	4546	19,9	2335
U _{пит} = 29,4 В	4950	25,16	2865	4911	25,25	2717	4950	24,62	2900	4951	24,65	2775

Таблица 3 – ДБ с МП из стали В20AV1200-М Q/VQV при 50 % акселерации

Технология изготовления	Комбинация технологий №1						Комбинация технологий №2					
	ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом			ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом		
Статус ДБ												
Характерист.												
Напр. пит.	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм
U _{пит} = 18 В	3115	9,38	1130	3112	9,3	1090	3134	9,48	1130	3117	9,21	1076
U _{пит} = 20 В	3440	11,35	1370	3440	11,23	1345	3463	11,47	1380	3444	11,12	1316
U _{пит} = 22 В	3762	13,52	1680	3760	13,42	1650	3783	13,72	1675	3765	13,4	1590
U _{пит} = 24 В	4077	16,01	1990	4080	16,02	1962	4107	16,22	1990	4081	15,82	1865
U _{пит} = 27 В	4553	20,46	2465	4560	20,18	2447	4578	20,71	2502	4561	20,05	2350
U _{пит} = 29,4 В	4935	24,78	2900	4940	24,66	2860	4964	25,05	2900	4957	24,16	2750

Анализируя результаты экспериментальных исследований, представленных в табл.3, можно сделать вывод, что в данном случае ДБ, МП которых выполнены с комбинацией технологий №1 и №2 показывают практически равные результаты.

В то же время, потребляемый ДБ ток, при максимальном напряжении питания и равных создаваемых тягах (F=2900 грамм), на 1,0 % меньше с МП с комбинацией технологий №1. Данный результат объясняется тем, что в ДБ с МП, выполненным из электротехнической стали В20AV1200-М Q/VQV толщиной листа 0,2 мм, при комбинации технологий №2, сказывается увеличение добавочных магнитных потерь из-за закорачивания листов в области «замков».

Таким образом, лучший результат по данным табл.3, показал ДБ с МП, выполненный с комбинацией технологий №1.

Проведя сравнительный анализ результатов экспериментальных исследований, представленных в табл.2 и 3, можно сделать вывод, что ДБ с МП из электротехнической

стали 2421 с комбинацией технологий №2 является предпочтительней, чем ДБ с МП из электротехнической стали В20AV1200-М Q/VQB, так как в этом случае потребляемый ДБ ток на 0,7 % меньше при равных создаваемых тягах ($F=2900$ грамм).

В табл.4 представлено сравнение ДБ с лучшим и худшим результатом при экспериментальных исследованиях электродвигателей с МП из электротехнической стали 2421 ТУ 14-1-4657-89 при 75 % акселерации.

Экспериментальные исследования при 75 % акселерации были проведены в диапазоне питающего напряжения от 18 до 22 В, так как при дальнейшем увеличении напряжения была выявлена нештатная работа примененного на тягоизмерительном стенде LY-10KGF регулятора оборотов T-Motor Alpha 80A HV.

Таблица 4 – ДБ с МП из стали 2421 при 75% акселерации

Технология изготовления	Комбинация технологий №1						Комбинация технологий №2					
	ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом			ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом		
Статус ДБ	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм
Характерист.												
Напр. пит.												
$U_{пит} = 18$ В	4412	26,85	2312	4400	27,11	2136	4427	27,42	2309	4426	26,86	2240
$U_{пит} = 20$ В	4890	35,85	2700	4874	37,82	2656	4880	34,57	2802	4921	33,91	2795
$U_{пит} = 22$ В	5400	43,46	3320	5333	42,7	3270	5400	43,42	3440	5415	43,1	3380

Анализируя результаты экспериментальных исследований, приведенные в табл.4, можно заключить, что лучшие характеристики из всех образцов демонстрирует ДБ, МП которого выполнен по комбинации технологий №2. В этом случае, создаваемая ДБ тяга при напряжении питания 22 В и равном потребляемом токе, на 3,6 % выше, чем в случае ДБ с комбинацией технологий №1.

В табл.5 представлено сравнение ДБ с лучшим и худшим результатом при экспериментальных исследованиях электродвигателей с МП из электротехнической стали В20AV1200-М Q/VQB при 75 % акселерации.

Анализируя результаты экспериментальных исследований, приведенные в табл.5, можно заключить, что лучшие характеристики из всех образцов демонстрирует ДБ, МП которого выполнен по комбинации технологий №2. В этом случае, потребляемый ДБ ток при напряжении питания 22 В на 2,1 % меньше, чем в случае ДБ с комбинацией технологий №1, а тяга на 0,3 % выше.

Таблица 5 – ДБ с МП из стали В20AV1200-М Q/VQB при 75% акселерации

Технология изготовления	Комбинация технологий №1						Комбинация технологий №2					
	ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом			ДБ с лучшим результатом			ДБ с худшим результатом		
Статус ДБ	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм	п, об/мин	I, А	F, грамм
Характерист.												
Напр. пит.												
$U_{пит} = 18$ В	4430	27,5	2350	4436	27,3	2344	4450	27,67	2265	4439	27,15	2190
$U_{пит} = 20$ В	4902	34,43	2840	4894	34,46	2785	4920	33,67	2820	4910	33,9	2720
$U_{пит} = 22$ В	5400	43,15	3425	5398	43,52	3408	5392	42,25	3434	5400	42,3	3310

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итог проведенным экспериментальным исследованиям сделано заключение, что ДБ с МП из электротехнической стали 2421 с комбинацией технологий №2 имеет более лучшие потребительские характеристики, чем ДБ с МП из электротехнической стали В20AV1200-М Q/BQV.

Стоимость изготовления ДБ с МП из электротехнической стали 2421 с комбинацией технологий №2 также является более предпочтительной, чем с комбинацией технологий №1, так как трудоемкость изготовления данного МП ниже.

Предъявляемое в Российской Федерации к поставщикам электродвигателей для БПЛА требование об обязательном наличии сертификата соответствия товара по форме СТ-1 делает применение в производстве электротехнической стали 2421 ТУ 14-1-4657-89 предпочтительней, чем применение электротехнической стали В20AV1200-М Q/BQV, несмотря на более низкую цену последней.

Полученные в результате экспериментальных исследований результаты могут быть полезны отечественным разработчикам электродвигателей для БПЛА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рынок гражданских беспилотных летательных аппаратов. Объем, динамика и сценарии применения беспилотников в отраслях экономики. Ростелеком. 1 кв. 2024 г. Москва.
2. Гарипов И. Р. Параметрическая оптимизация магнитной системы эм с внешним ротором // Электротехнические комплексы и системы: сборник материалов III Всероссийской конференции по электрическим машинам (17-19 декабря 2024 г.)/ отв. ред. В. Е. Вавилов. – Екатеринбург: Изд-во УМЦ УПИ, 2025. – 244 с.
3. Исмагилов Ф. Р., Хайруллин И. Х, Вавилов В. Е. Высокооборотные электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами: учебное пособие. – М.: «Издательство «Инновационное машиностроение», 2017. – 248 с.
4. Власов А. И. Магнитоэлектрический стартер-генератор в системе электроснабжения самолетов нового поколения: специальность 05.09.01 «Электромеханика и электрические аппараты»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Власов Андрей Иванович; Чувашский государственный университет имени И. Н. Ульянова. – Чебоксары, 2010. – 263 с.

Горбатков П. В., Султангареев Д. У., Хамзин Ф. С.

gorbatkovsky@mail.ru, sultangareev.damir@mail.ru, hamzinfan@yandex.ru

*ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы будущего»,
Уфа*

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КОРРЕКЦИИ НЕУРАВНОВЕШЕННОСТИ ЖЕСТКИХ РОТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Аннотация: Проведен обзор актуальности решений для коррекции неуравновешенности жестких роторов, последовательности действий при балансировке, проведено экспериментальное исследование методов коррекции неуравновешенности жестких роторов электрических машин, в ходе которого было применено комбинирование методов снятия и нанесения корректирующей массы, что позволило достичь допустимого

остаточного дисбаланса U_{per} , в статье приведены результаты эксперимента динамической балансировки ротора, которые выявляют эффективность применения одновременного применения двух различных методов коррекции неуравновешенности для конкретной конструкции ротора.

Ключевые слова: Методы коррекции неуравновешенности роторов, балансировка жестких роторов, корректирующая масса.

Gorbatkov P. V., Sultangareev D. U., Khamzin F. S.

gorbatkovsky@mail.ru, sultangareev.damir@mail.ru, hamzinfan@yandex.ru

Ufa University of Science and Technology, Future Motors School, Ufa

RESEARCH ON METHODS OF CORRECTING THE IMBALANCE OF RIGID ROTORS OF ELECTRIC MACHINES

Abstract: A review of the relevance of solutions for correcting the unbalance of rigid rotors and the sequence of operations during rotor balancing has been conducted. An experimental study on methods for correcting the unbalance of rigid rotors of electric machines was carried out, in which a combination of mass removal and addition techniques was applied. This approach allowed achieving an acceptable level of residual unbalance U_{per} . The article presents the results of the rotor dynamic balancing experiments, demonstrating the effectiveness of simultaneously applying two different unbalance correction methods for the specific rotor design.

Key words: Methods of correcting rotor imbalance, balancing rigid rotors, correcting mass.

ВВЕДЕНИЕ

Современные электрические машины эксплуатируются в условиях повышенных требований к энергоэффективности, виброакустическим характеристикам и надежности. Для повышения этих требований существует множество технических процессов, одним из таких является динамическая балансировка. Динамическая балансировка - балансировка, при которой определяются и уменьшаются дисбалансы ротора, характеризующие его динамическую уравновешенность, является суммой статического и моментного дисбалансов [1, 3]. Этот технический процесс позволяет снизить радиальные и торцевые динамические нагрузки на подшипниковые опоры, что в свою очередь существенно влияет на ресурс подшипников, а также приводит к снижению виброакустической характеристики, и повышает энергоэффективность. В настоящее время растет спрос на методы точной балансировки особенно для крупногабаритных и высокоскоростных обрабатываемых машин поскольку существующие методы балансировки все еще имеют существенные ограничения необходимы дополнительные исследования для улучшения этих методов и разработка новых методов [2]. Чтобы устранить динамическую неуравновешенность применяют динамическую балансировку с использованием балансировочных станков - это наиболее распространенный вид балансировки роторов электрических машин при их изготовлении и ремонте. Для того чтобы приступить к устранению неуравновешенности ротора необходимо сначала произвести балансировку поэтапно с корректирующими грузами в паре плоскостей, ближайших к поверхностям опорных подшипников [4]. Далее, сняв грузы и определив вектора дисбалансов в плоскостях коррекции, скорректировать одним или несколькими способами неуравновешенность до величины допустимых остаточных

дисбалансов в этих плоскостях. В свою очередь величина допустимого остаточного дисбаланса U_{per} определяется по формулам из ГОСТ 1940-1-2007 [5]. По окончании балансировки все уравнивающие грузики необходимо снять и провести проверочную балансировку вала [7].

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В большинстве случаев при динамической балансировке применяются 3 метода коррекции неуравновешенной массы в плоскостях коррекции:

1) Снятие материала, которое осуществляется при помощи таких операций как: высверливание, фрезерование, проточка, шлифование и другие.

2) Нанесение материала, представляет собой: нанесение балансировочной мастики, установку винтовых грузов, применение компаунда, наплавку и другие.

3) Перемещение массы, который заключается в изменении пространственного положения существующей массы относительно оси вращения без нанесения или снятия.

В некоторых случаях применяется комбинирование сразу нескольких методов коррекции. Примером такого случая является проведенный эксперимент с жестким ротором электрогенератора. Испытуемый ротор массой 2,57 кг с закрепленными на валу подшипниками проходил эксперимент на дорезонансном балансировочном станке ВМВ-100. В ходе корректировочных пусков было выяснено значение исходного дисбаланса ротора Рис.1.



Рисунок 1 – Значения дисбаланса и корректирующей массы жесткого ротора электрогенератора по 2м плоскостям коррекции, выраженное в (г*мм) и (г)

Инженером-конструктором данного ротора, в ходе расчетов по ГОСТ 1940-1-2007 и учитывая рекомендации в ГОСТ Р 53578-2009 [6], было установлено значение допустимого остаточного дисбаланса 2 г*мм. Плоскостями коррекции выбраны 2 крыльчатки Рис. 2., расположенные вблизи подшипниковых опор.

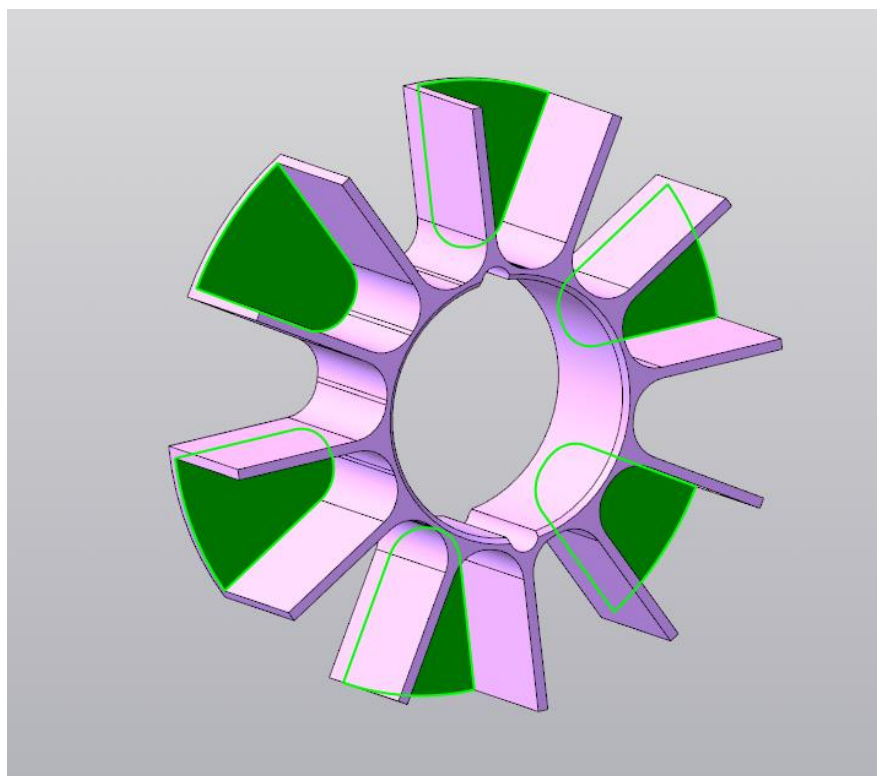


Рисунок 2 – 3D модель детали крыльчатка, используемой в испытываемом роторе, поверхность снятия материала в плоскости коррекции выделена зеленым цветом

Материалом, из которого изготовлена крыльчатка является Д16 ГОСТ 4784-2019 плотность которого составляет 2770 кг/м^3 . Был произведен расчет массы одного сегмента поверхности для снятия материала в системе трехмерного моделирования КОМПАС-3D Рис. 3. Масса одного сегмента составила $0,8282 \text{ г}$, толщина сегмента 2 мм . Так как значение корректирующей массы, полученное в ходе балансировки, много больше массы одного сегмента крыльчатки ($4,2 \text{ г} \gg 0,8282 \text{ г}$), из-за невозможности снятия необходимого количества массы, было принято решение применить одновременно 2 метода коррекции неуравновешенной массы: установка винтовых грузов и снятие материала высверливанием отверстий диаметром не более 2 мм на глубину не более 2 мм . Устанавливаемым грузом был прямоугольный параллелепипед из латуни марки Л63 ГОСТ 15527-2004 с плотностью 8800 кг/м^3 , что помогло существенно увеличить объем для снятия материала в определенной точке цилиндрической системы координат, изображенной на Рис. 1. Суммарная масса крепежа и груза составила $4,531 \text{ г}$. Корректирующая масса была установлена в строго противоположном направлении от предполагаемого места высверливания отверстий. Далее была проведена последовательная поэтапная балансировка высверливанием отверстий в корректирующем грузе и сегментах крыльчатки в плоскостях коррекции до получения необходимых значений допустимого остаточного дисбаланса.

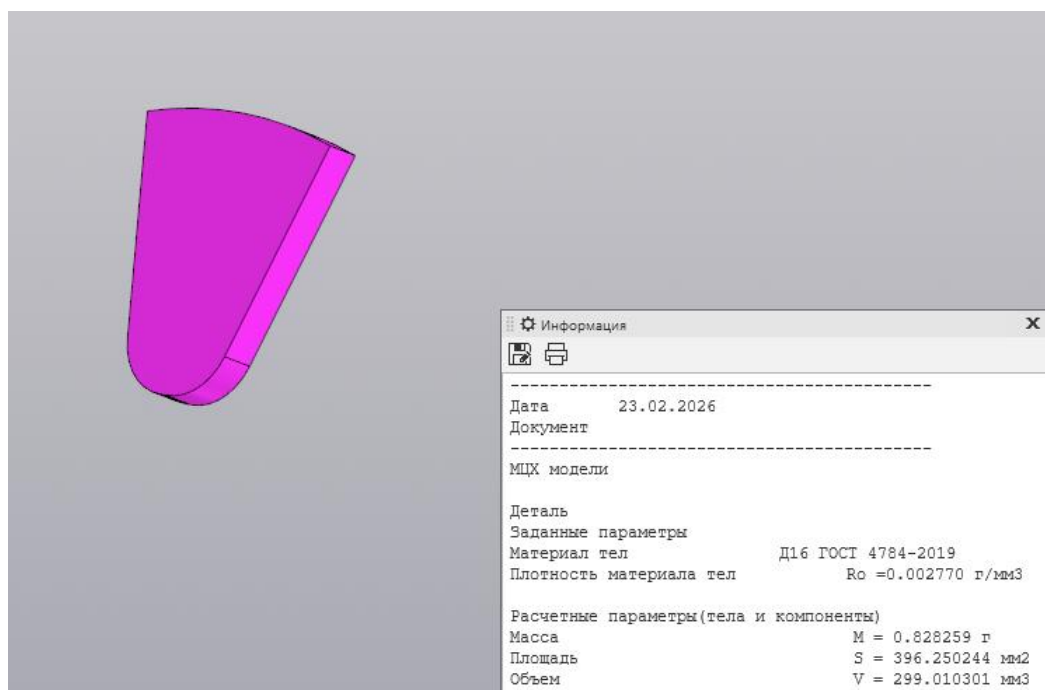


Рисунок 3 – 3D модель сегмента крыльчатки для снятия корректирующей массы

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследования методов коррекции, с помощью эксперимента с динамической балансировкой на дорезонансном балансировочном станке ВМВ-100 ротора электрогенератора, были получены данные об эффективности комбинирования более одного метода коррекции неуравновешенной массы для достижения допустимых значений остаточного дисбаланса в $2 \text{ г} \cdot \text{мм}$ по каждой отдельной плоскости коррекции. В виду особенностей конструкции ротора, в ходе расчета было выявлено, что без применения еще одного метода коррекции крыльчатка в процессе балансировки могла потерять свои прочностные характеристики, а допустимый остаточный дисбаланс так и не был бы достигнут.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левит М. Е., Рыженков М. Е. Балансировка деталей и узлов. – Москва: Машиностроение, 1986. – 248 с.
2. Review of Rotor Balancing Methods / L. Li, S. Cao, J. Li [et al.] // Machines. – 2021. – Vol. 9, no. 5. - P. 89. - DOI: 10.3390/machines9050089.
3. Романов Р. А. Балансировка роторов динамического оборудования // Экспозиция Нефть Газ. – 2015. – № 5 (44). – С. 102.
4. Белобородов С. М., Цельмер М. Л. Методика уравнивания ротора при балансировке // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Аэрокосмическая техника. – 2017. – № 48. – С. 62-69. – DOI: 10.15593/2224-9982/2017.48.06.
5. ГОСТ ISO 1940-1-2007. Вибрация. Требования к качеству балансировки жестких роторов. Часть 1. Определение и допуски. – Москва: Стандартинформ, 2007. – 24 с.
6. ГОСТ Р 53578-2009. Вибрация. Балансировка. Руководство по применению стандартов в области балансировки. – Москва: Стандартинформ, 2011. – 30 с.
7. Бишоп Р., Паркинсон А. Применение балансировочных машин для уравнивания гибких роторов // Конструирование и технология машиностроения. – 1972. – № 2. – С. 66-73.

Исмагилов Ф. Р.
ifr@ugatu.ac.ru

Баязитов А. Р.
ainur.bayazitov228@yandex.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

ОБЗОР ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДА ТАГУЧИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВЫСОКОУДЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Аннотация: Оптимизация проектирования приобретает всё большее значение в отрасли электрических машин, что в значительной степени обусловлено рыночным спросом на проекты с повышенным соотношением производительности к стоимости. Применение метода Тагучи в проектировании электрических машин относительно ново. Данная статья направлена на подробный обзор и обсуждение опубликованных работ, связанных с использованием метода Тагучи в проектировании электрических машин.

Ключевые слова: оптимизация электрических машин, метод Тагучи, высокоудельные электрические машины.

Ismagilov F. R.
ifr@ugatu.ac.ru

Bayazitov A. R.
ainur.bayazitov228@yandex.ru

Ufa University of Science and Technology, Future Motors School, Ufa

REVIEW OF THE APPLICATION OF THE TAGUCHI METHOD IN THE DESIGN OF HIGH-POWER ELECTRIC MACHINES

Abstract: Design optimization is becoming increasingly important in the electrical machinery industry, largely driven by market demand for projects with an increased productivity-to-cost ratio. The application of the Taguchi method in the design of electric machines is relatively new. This article is aimed at a detailed review and discussion of published works related to the use of the Taguchi method in the design of electric machines.

Key words: optimization of electric machines, Taguchi method, high-efficiency electric machines.

ВВЕДЕНИЕ

Современные тенденции развития электромобилей, авиации и робототехники предъявляют повышенные требования к высокой удельной мощности электрических машин (высокому соотношению мощности к массе или объёму) [2]. Такой дизайн позволяет существенно снизить массу и габариты машин при сохранении или увеличении их мощности, что важно для энергосбережения и эффективности работы систем. Однако при проектировании высокоудельных машин особенно остро встают задачи оптимизации конструкции (формы и размеров магнитов, стали, обмоток и т.д.) и обеспечения робастности работы при вариациях условий. Одним из методов решения этих задач является метод Тагучи – статистический метод планирования экспериментов (DOE), ориентированный на поиск оптимальных факторов при минимальном числе испытаний с учётом шумовых (неконтролируемых) влияний. Как отмечено в литературе, в последние

годы всё больше исследований посвящено применению метода Тагучи именно в проектировании электрических машин [1]. Цель данного обзора – представить основы метода Тагучи и его применение при проектировании высокоудельных машин, а также проанализировать преимущества и ограничения этого подхода.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Метод Тагучи базируется на идее робастного проектирования – создании изделия с минимальной чувствительностью к колебаниям условий эксплуатации. Ключевыми элементами метода являются ортогональные массивы (L-матрицы), факторы управления и шумовые факторы, а также анализ по отношению «сигнал/шум» (S/N).

1. Ортогональные массивы (ОА) – специальные матрицы планирования экспериментов, которые позволяют систематически варьировать несколько факторов с малым числом испытаний. Тагучи разработал серию стандартных ОА (например, L8, L9, L16, L18 и др.), в которых количество строк L равно числу опытов, а столбцы соответствуют факторам с несколькими уровнями [3]. Такие массивы обеспечивают сбалансированное сочетание уровней факторов и значительно уменьшают объём экспериментов по сравнению с полным факторным планом. В частности, массив L9 с 4 факторами по 3 уровня можно использовать вместо $3^4=81$ испытаний, выполнив лишь 9 экспериментов.

2. Факторы управления и шумовые факторы. Управляемые факторы (конструкторские параметры) выбираются инженером и меняются в экспериментах в соответствии с ОА. Шумовые факторы – это неконтролируемые условия (например, колебания температуры, изменения свойств материалов, допуски изготовления и т.д.), которые также влияют на характеристики машины. Для достижения робастного дизайна необходимо учитывать влияние шумовых факторов. Это реализуется через схему двухуровневого плана: основной (внутренний) ОА для управления факторами и внешнего ОА для шумовых. Включение шумовых факторов во внешний массив позволяет оценивать устойчивость отклика к их колебаниям [3].

3. Критерий S/N (Signal-to-Noise). Результаты испытаний по ОА анализируются с помощью преобразования откликов в отношение «сигнал/шум» (S/N). Суть в том, чтобы оценивать не сами значения показателя качества (сигнала), а насколько стабильно он достигается при варьировании шумов. Существуют три формулы S/N для разных целей: «чем больше – тем лучше», «чем меньше – тем лучше» и «номер такой-то – тем лучше (nominal-is-best)». Метод Тагучи объединяет данные разных запусков в единый S/N-критерий, что показывает вклад вариации к шуму [3]. Квадратичная функция потерь качества (loss function) Тагучи выражает стоимость отклонения параметра от целевого значения, призывая стремиться к точному достижению заданной характеристики.

Стандартная процедура Тагучи включает следующие этапы: выбор факторов и уровней, формирование подходящего ОА, проведение опытов, расчет средних эффектов и S/N, построение диаграмм влияния факторов, определение оптимальных уровней и подтверждающий эксперимент [7]. Применительно к электромашинам часто используются двумерные или трёхмерные модели FEM для имитации каждого испытания. Форма потерь (какое отношение S/N – «больше – лучше» или «меньше – лучше») выбирается в соответствии с требуемым критерием (например, минимизация пульсаций или потерь, максимизация крутящего момента).

В электрических машинах метод Тагучи применяют ко многим типам конструкций. Согласно обзору Sorgdrager et al., исследования охватывают бесщеточные двигатели постоянного тока (BLDC), синхронные машины с постоянными магнитами (PMSM), асинхронные двигатели, синхронные машины с ненулевым ротором (RSM/SRM), аксиальные магнитные машины, линейные моторы, пьезоэлектрические двигатели, магнитные подшипники и др.. Основной акцент делается на PM-машины (более 50% работ).

Применение методов Тагучи разнообразно: его используют для снижения пульсаций

крутящего момента, уменьшения коэффициента гармонических искажений, минимизации массы активной части машины при сохранении мощности, повышения КПД, увеличение крутящего момента, выравнивания магнитного поля или ЭДС, улучшения коэффициента мощности, анализа чувствительности от конструктивных факторов, распределения температуры, акустических шумов и т.д.. Чаще всего целью является улучшение производительности или надёжности уже существующей конструкции. Например, снижение пульсаций обеспечивает более плавную работу, а снижение массы – повышение удельной мощности.

При подготовке ОА выбирают 4–8 ключевых факторов (геометрические размеры, углы зубцов, размеры магнитов, и т.д.) и по 2–5 уровней для каждого. В обзоре отмечено, что для 4–5 параметров часто используют массивы L9, L16, L18. Также может применяться сочетание основного и внешнего массивов (обычно тот же тип ОА), что повышает число испытаний, но добавляет робастности. Количество экспериментов тогда зачастую сравнимо с полным DOE, но при этом учитывается влияние шумов.

Рассмотрим несколько иллюстративных примеров. Wan-Tsun Tseng, Chen-Nan Kuo (2014) оптимизировали конфигурацию линейного синхронного мотора. Они выделили четыре фактора (полюсный шаг, ширина постоянного магнита, ширина зуба статора и сегментация полюсов магнита), составили ортогональный массив L9(3⁴) [7]. После анализа S/N оптимальные значения факторов позволили снизить зубцовый момент [7], что значительно сгладило движение. На рисунке 1 приведена схема этой машины.

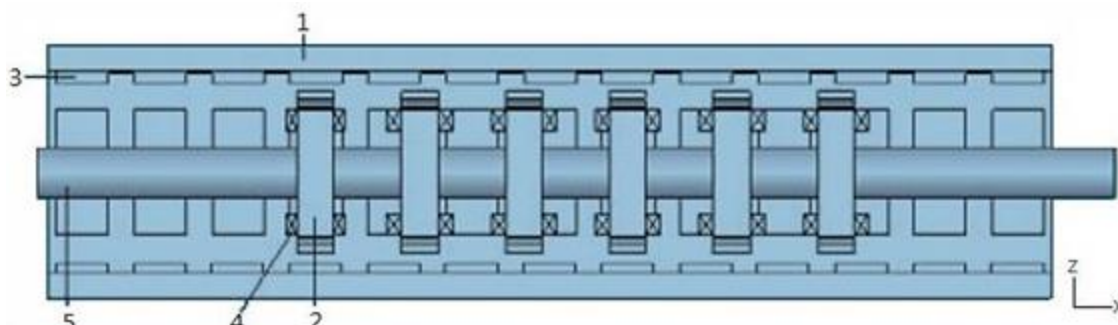


Рисунок 1 – Схема линейного синхронного мотора с ПМ. Этот тип машины оптимизировали Wan-Tsun Tseng, Chen-Nan Kuo с помощью метода Тагучи

Похожим образом Parivar и Darabi (2022) применили метод Тагучи к высокоскоростному PMSM-генератору (60 кrpm, 40 кВт) с удерживающей обоймой [4]. Они выделили параметры, влияющие на вес магнитов и обоймы, и получили оптимальные сочетания, приведшие к снижению веса постоянных магнитов на 16% и обоймы на 29%, а суммарного веса – на 1.9%. Кроме того, активные потери Джоуля снизились на 9.8%, а КПД возрос на 0.02% [4]. Таким образом, удалось снизить массу высокоудельного генератора при сохранении выходной мощности.

Другой пример – высокочастотный РМ-двигатель с 6 пазами статора и 2 полюсами, спроектированный для роботизированного привода. В работе Xiang et al. (2024) предложена робастная оптимизация кинетической пульсации двигателя. С помощью двухуровневого метода Тагучи учли погрешности изготовления и выбрали оптимальные геометрические параметры, что позволило уменьшить пульсации крутящего момента (torque ripple) в худшем случае на ≈40% [5]. Это ещё один пример повышения стабильности работы высокоскоростной машины.

Кроме того, есть исследования, где метод Тагучи применяется вместе с другими подходами для мультизадачных оптимизаций. Например, Naseh et al. (2022) рассматривают синхронный двигатель с добавлением магнитных барьеров (Synchronous Reluctance Motor) и оптимизируют расположение барьеров, сочетающее критерии увеличения коэффициента

мощности и снижения пульсации момента. Они комбинировали метод Тагучи с многокритериальным методом TOPSIS и проводили FEA-расчёты [6].

Другой пример – MahmoudiTabar и Baker (2024) оптимизировали 120 кВт асинхронный двигатель для электромобиля, используя поэтапную стратегию: сначала отбрасывают неэффективные сочетания зубчатых комбинаций, а затем DOE-методом Тагучи (массив L25 с 5 факторами по 5 уровней) выполняют многокритериальную оптимизацию по рабочему циклу автомобиля [8]. В результате они получили оптимальное сочетание параметров, обеспечивающее высокую эффективность и надёжность работы машины на стандартных циклах пробега.

Все эти примеры (см. таблицу ниже) демонстрируют применение Тагучи в задачах проектирования высокоудельных машин: выбираются геометрические и конструктивные факторы, подбирается подходящий ОА, выполняются FEM-симуляции, проводится анализ S/N и определяется оптимальная комбинация параметров.

Таблица 1 – Примеры исследований применения метода Тагучи при оптимизации высокоудельных машин (PM – постоянный магнит, PF – коэффициент мощности, EV – электромобиль).

Автор и год	Тип машины	Цели оптимизации	Массив (ОА)	Результат (улучшение)
Wan-Tsun Tseng, Chen-Nan Kuo (2014)	Линейный PM синхронный мотор	Снижение зубцового момента	L9 (3^4)	Снижение на 68%
Parivar H., Darabi A. (2022)	Высокоскоростной PMSM-генератор (60 кГц)	Минимизация массы магнитов/потерь	L9 или L16 (3–4 фактора)	Масса PM, снижение на 16%, потери, снижение на 9.8%, КПД, увеличение на 0.02%
Xiang D. et al. (2024)	6-зуб. /2-полос. высокоскоростной PMSM	Минимизация пульсаций крутящего момента	L9 (3–4 фактора)	Пульсации, снижение на 40%
Naseh M. et al. (2022)	SynRM с PM-барьерами	Оптимизация коэффициента мощности и пульсаций момента	L25 (5 факторов)	Повышен КМ, снижены пульсации (многокритериальная)
MahmoudiTabar F., Baker N.J. (2024)	Асинхронный двигатель 120 кВт (EV)	Многокритериальная оптимизация (эфф., крут., надёжность)	L25 (5^5)	Улучшены КПД и надёжность (оптимизировано сочетание зубчатых комбинаций)

Метод Тагучи имеет ряд достоинств, особенно важных при проектировании сложных электромашин:

1. Уменьшение объёма экспериментов. Благодаря ортогональным массивам требуется существенно меньше испытаний, чем при полном факторном DOE. Это критично при использовании ресурсоёмких FEM-расчетов: например, массив L9 вместо 81 полного анализа. Как отмечается, методы Тагучи позволяют проводить меньше симуляций по сравнению с DOE и при этом выявлять устойчивые к шумам решения.

2. Робастный дизайн. Включение шумовых факторов в план эксперимента повышает устойчивость оптимального решения к вариациям условий (изменениям температуры, допускам и т.п.), чего не учитывает стандартный DOE [6]. Применение S/N-критерия позволяет минимизировать разброс выхода (варьировать «меньше шумов – лучше»).

3. Простота анализа. Статистический анализ результатов (ANOM, ANOVA) наглядно выявляет влияние каждого фактора и их относительный вклад в производительность машины. Основной эффект каждого фактора можно проанализировать на столбчатых диаграммах, а значимость факторов – по вкладкам ANOVA.

4. Универсальность. Метод Тагучи применим к разным целям – минимизации различного рода потерь и нежелательных эффектов (пульсации, шумы) и максимизации нужных характеристик (момента, КПД). Ему можно посвятить начальный этап проектирования для отбора влияющих параметров и предварительной оптимизации.

Однако существуют и ограничения:

1. Одна целевая функция. Классический метод Тагучи оптимизирует только **один** отклик за раз. При наличии нескольких противоречащих критериев (например, одновременно максимизировать КПД и минимизировать массу) необходимо применять расширенные подходы: взвешенные функции, многоцелевую оптимизацию на основе ФСР (RSM) или гибридные методы.

2. Относительный оптимум. Найденный оптимум является относительным для выбранной области факторов и уровней. Если исходные уровни заданы слишком узко или начальная точка далека от глобального оптимума, метод может вернуться к «локальному» решению. Поэтому важно правильно выбирать диапазоны факторов.

3. Дополнительные затраты при внешнем массиве. Если для робастности используется внешний массив шумов, количество испытаний увеличивается до уровня полного DOE. Это нивелирует одно из главных преимуществ метода – снижение числа опытов.

4. Сложность многопараметрических взаимодействий. ОА лучше работает при слабом взаимодействии факторов. При сильных нелинейных взаимодействиях может потребоваться добавлять дополнительные столбцы для взаимодействий или переходить к более сложным методам (например, фаза 2 – RSM) [9].

5. Отсутствие итеративной процедуры. В литературе пока нет широко распространённых примеров внедрения Тагучи в итеративный цикл оптимизации (включение обратной связи и повторных экспериментов). Обычно после подтверждения оптимума проект считается завершённым без дополнительного уточнения.

Таким образом, метод Тагучи особенно полезен для предварительной оптимизации с явной априорной аналитической моделью, даёт быстрое понимание влияния факторов и обеспечивает робастность. В то же время при мультикритериальной оптимизации рекомендуют сочетать его с другими методами (например RSM, генетические алгоритмы, инжиниринг целей).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод Тагучи доказал свою эффективность при разработке и оптимизации конструкций электрических машин, в том числе высокоудельных ЭМ. Он позволяет значительно сократить число FEM-симуляций и выявить наиболее важные параметры конструкции, обеспечивая более устойчивую к воздействию внешних факторов и допускам работу машин. Применение Тагучи помогало снижать массу активной части, уменьшать пульсации момента, повышать КПД и надёжность работы (см. примеры таблицы). Для комплексных многокритериальных задач метод рекомендуется комбинировать с другими техниками, чтобы учесть все требования к машине. Инженерам и исследователям рекомендуется использовать Тагучи на ранних этапах проектирования электрических машин, тщательно выбирая факторы и уровни, а также проводить подтверждающие испытания и при необходимости дополнительно уточнять оптимумы современными методами многокритериальной оптимизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баязитов А. Р. Применение методов Тагучи при создании высокоудельных электрических машин// III Всероссийская конференция по электрическим машинам, Уфа, 2024. С. 6-12.

2. Вавилов, В. Е. Методы анализа показателей надёжности

электромеханических систем / Р. Д. Каримов, А. О. Тимофеев, О. А. Юшкова, Д. Ю. Пашали, Е. О. Жарков, И. Ф. Саяхов, Г. С. Зиннатуллина, А. А. Бакиров // Электротехнические комплексы и системы. Международная научнопрактическая конференция. Уфа, 2021. С. 168-172.

3. Sorgdrager A., Wang R.-J., Grobler A. Taguchi method in electrical machine design // *SAIEE Africa Research Journal*. 2017. Vol.108, No.4.

4. Parivar H., Darabi A. Taguchi Method for Design and Optimization of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Generator Protected by Retention Sleeve // *Engineering and Applied Sciences*. 2022. Vol.7, No.2. P.21–28.

5. Xiang D., Zhu Z.-Q., Liang D., Xu F., He T. Taguchi-based robust design for minimising torque ripple in 6-slot/2-pole modular high-speed permanent-magnet motor with manufacturing tolerances // *IET Electric Power Applications*. 2024. Vol.18, No.11. P.1435–1447.

6. Naseh M., Hasanzadeh S., Dehghan S. M., Rezaei H., Al-Sumaiti A. S. Optimized design of rotor barriers in PM-assisted synchronous reluctance machines with Taguchi method // *IEEE Access*. 2022. Vol.10. P.38165–38173.

7. Tseng W.-T., Kuo C.-N. Using Taguchi's method to minimize cogging force of a PM transverse flux linear motor // *Journal of Vibroengineering*. 2014. Vol.16, No.4. P.1944–1951.

8. MahmoudiTabar F., Baker N.J. Design optimization of induction motors with different stator slot/rotor bar combinations considering drive cycle // *Energies*. 2024. Vol.17, No.1. Article 154.

9. Y. Duan and D. Ionel, "A review of recent developments in electrical machine design optimisation methods with a permanent-magnet synchronous motor benchmark study," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 3, pp. 1268–1275, May 2013.

10. G. Taguchi, S. Chowdhury, and Y. Wu, *Taguchi's quality engineering handbook*, Wiley-Interscience, 2005.

11. R. Roy, *A primer on the Taguchi method*, Society of Manufacturing Engineers, 2010.

12. H. Wang, Z. Liu, S. Chen, and J. Yang, "Application of Taguchi method to robust design of BLDC motor performance," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 5, pp. 3700

Каримов А. Ф., Султангареев Д. У.

tur.karimov.1917@mail.ru, sultangareev.damir@mail.ru

ФГБОУ ВО Уфимский Университет Науки и Технологий, Уфа

СОВРЕМЕННЫЕ ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОТУРБОКОМПРЕССОРА ДИЗЕЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ ГРУЗОВОГО АВТОМОБИЛЯ

Аннотация: Целью данной работы является поиск технических решений для вывода наиболее оптимальной конструкции двигателя привода электротурбокомпрессора для дизельных двигателей грузовых автомобилей, мощностью до 10 кВт и с частотой вращения до 105000 об/мин. Задачами данной работы являются: анализ научно-технической литературы по современным конструкциям вентильных двигателей и их элементов, обзор конструкций различных электрических двигателей, подходящих для решения поставленной цели.

Ключевые слова: Электротурбокомпрессор, турбокомпрессор, вентильный двигатель, электродвигатель, нагнетатель.

MODERN DESIGN OPTIONS FOR THE ELECTRIC TURBOCHARGER OF A DIESEL TRUCK ENGINE

Abstract: The purpose of this work is to find technical solutions for deriving the most optimal design of an electric turbocharger drive engine for diesel engines of trucks with a capacity of up to 10 kW and with a rotation speed of up to 105,000 rpm. The objectives of this work are: to analyze the scientific and technical literature on modern designs of valve motors and their elements, and to review the designs of various electric motors suitable for this purpose.

Keywords: Electric turbocharger, turbocharger, valve engine, electric motor, supercharger.

ВВЕДЕНИЕ

Важность роли грузового автомобильного транспорта в современном мире трудно переоценить. Доля автомобильного транспорта в Российской Федерации на данный момент занимает около 70% всех грузоперевозок по объему и имеет явную тенденцию к росту [1]. Для удовлетворения спроса этой отрасли в современных грузовых автомобилях необходимо совершенствование выпускаемых моделей.

Турбонаддув - вид наддува, при котором воздух в цилиндры двигателя подаётся под давлением за счёт использования энергии отработавших газов.

Однако на данный момент применяемые турбокомпрессоры дизельных двигателей имеют ряд существенных недостатков [2][3][5], а именно: явление задержки увеличения мощности двигателя при резком нажатии на педаль газа - т.н. «турбояма»; явление резкого увеличения наддува после преодоления «турбоямы» - т.н. «турбоподхват»; высокая чувствительность к износу поршневой группы двигателя; повышенные требования к качеству горючего; низкая эффективность на малых оборотах двигателя, когда давление выхлопных газов сравнительно невелико.

Все перечисленные недостатки происходят из-за использования потока отработавших газов в качестве источника механической энергии [2] [5].

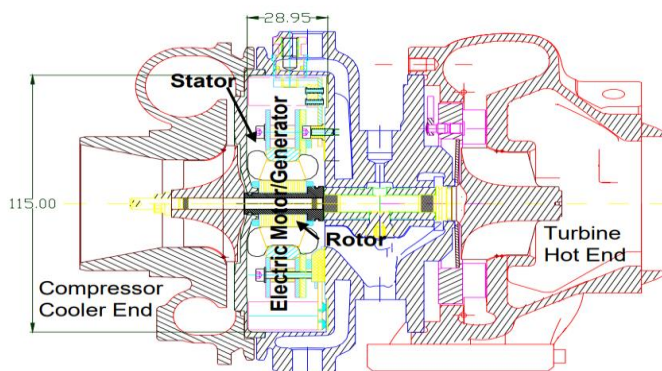


Рисунок 1.1.1 - Пояснение к размещению ЭМ в электротурбокомпрессоре.

Применение электродвигателя в качестве вспомогательного привода турбины наддува дизельного двигателя позволит уйти от описанных выше проблем следующим образом [5]. На малых оборотах двигателя, во время действия эффекта «турбоямы» или по иным причинам, когда турбина не может обеспечить достаточную скорость вращения нагнетателя, электрическая машина (ЭМ), находящаяся на одном валу с турбиной и нагнетателем (рисунок 1.1.1) может быть запущена в двигательном режиме, приводя скорость вращения нагнетателя к нужному в данный момент значению. На больших

оборотах двигателя или во время действия эффекта «турбоподхвата», когда турбина производит избыточный наддув, приведенная ЭМ может быть запущена в режиме генератора, подтормаживая вал и снижая тем самым интенсивность работы нагнетателя до требуемой в данный момент величины.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Обзор конструкций существующих электродвигателей, подходящих для осуществления привода электротурбокомпрессора.

Известна серия электротурбокомпрессоров для грузовых автомобилей [4] от компании Borgwarner, представляющих из себя турбокомпрессор со вспомогательным электроприводом, способным работать как в двигательном режиме, компенсируя недостаток скорости вращения, так и в генераторном, нивелируя избыток наддува.

Таблица 1.1.1 - Технические характеристики ЭМ привода турбоагнетателей

Наименование серии	Максимальная частота вращения ротора ЭМ привода	Номинальная мощность ЭМ привода	Номинальное напряжение ЭМ привода
eTurbo	100000 об/мин	11000 Вт	48, 400, 800
eTurbo CV	100000 об/мин	23000 Вт	48, 400, 800

В [7] рассматриваются возможные методы оптимизации высокоскоростного синхронного двигателя с постоянными магнитами (4кВт, 150000 об/мин) для применения в качестве привода электротурбокомпрессора с учетом характеристик отклика на изменение скорости. Среди предлагаемых решений стоит отметить следующее:

1.....Использование электротехнической стали, легированной кобальтом вместо кремнистых электротехнических сталей в качестве магнитопровода ротора. Магнитные свойства стали, легированной кобальтом лучше, это позволяет заложить большую удельную мощность на этапе проектирования, однако ее стоимость выше, а технологичность применения ниже.

2.....Применение инкорпорированной магнитной системы ротора. Это позволяет достичь более высокого удельного момента, благодаря использованию реактивного момента.

3.....Число полюсов ротора высокоскоростной ЭМ рекомендуется делать минимально возможным.

4.....Снижение момента инерции ротора положительно влияет на динамику управления двигателем.

Кроме того, в статье экспериментально подтверждается эффективность применения высокоскоростного синхронного двигателя с постоянными магнитами в качестве привода автомобильного электротурбокомпрессора.

В [7] проводится аналитическое и экспериментальное сравнение различных конфигураций высокоскоростных бесщеточных двигателей на примере вариаций конструкций 2-полюсного бесщеточного двигателя на 40000 об/мин мощностью 1кВт. Авторы статьи предлагают использовать беспазовую конфигурацию статора. Экспериментально подтверждено, что приведенная конструкция обеспечивает наилучшие характеристики как с точки зрения удельной мощности, так и с точки зрения возможности перегрузки по крутящему моменту из всех рассматриваемых в работе. Кроме того, при такой конфигурации ротор имеет наименьший диаметр и, таким образом, снижается воздействие центробежных сил на ротор и потери на вихревые токи.

В статье [8] приводится описание разработанного электродвигателя в качестве привода гибридного турбоагнетателя (рисунок 1.2.9, 1.2.10). Описанная электрическая машина представляет собой высокоскоростной синхронный мотор-генератор с постоянными магнитами номинальной мощностью 2 кВт при 120000 об/мин. Ротор двухполюсный, в качестве ПМ применены неодимовые магниты, магнитопровод ротора

выполнен шихтованным из кремнистой стали с толщиной листа 0,15мм, в качестве бандажа ротора выступает намотка из углеродного волокна.

Из особенностей стоит выделить следующее. Применение сосредоточенной обмотки позволило упростить конструкцию и уменьшить индуктивность рассеяния, а конструкция статора с 6 зубцами позволила уменьшить (по сравнению с вариацией двигателя со статором с 3 зубцами) потери на вихревые токи в ПМ ротора. Двигатель имеет относительно большой магнитный зазор, равный толщине постоянного магнита (5мм), такая величина объясняется необходимостью достижения низкой индуктивности статора у высокоскоростных ЭМ [9]. Охлаждение двигателя комбинированное: ротор имеет принудительное воздушное охлаждение, статор -масляное по рубашке.

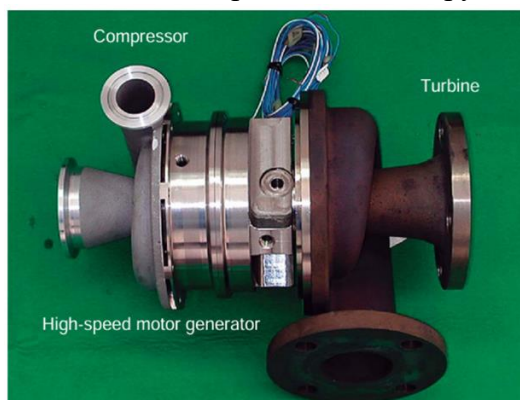


Рисунок 1.1.2 - гибридный нагнетатель 2кВт 120000об/мин.



Рисунок 1.1.3 - электродвигатель гибридного нагнетателя

В статье [10] проводится сравнение разных видов бандажных оболочек для применения в роторе высокоскоростного электродвигателя привода гибридного турбокомпрессора. Приводимый в исследовании электрический двигатель является вентильным. Ротор двухполюсный на магнитах Sm2Co17, магнитопровод шихтованный, выполнен из изотропной электротехнической стали 20PNF1200 с толщиной листа 0,2мм. Вал выполнен из жаропрочного сплава Inconel718. Двигатель имеет мощность 2.3 кВт при 70000 об/мин.

В статье представлена электрическая машина, используемая в качестве привода гибридного турбонагнетателя. Рассматриваемый мотор-генератор (рисунок 1.2.11) представляет собой синхронную машину с ПМ, развивающей до 7кВт в режиме генератора при 160000 об/мин.

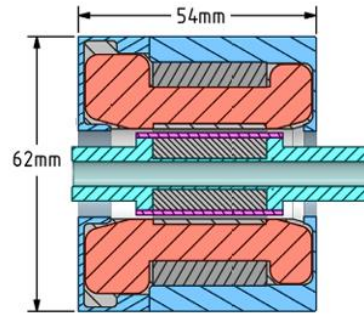


Рисунок 1.1.4 - ЭМ в разрезе.

К особенностям конструкции стоит отнести следующее. Ротор двигателя двухполюсный, представляет собой полый вал с установленным на него цилиндрическим магнитом из редкоземельных металлов, поверх магнита установлена бандажная втулка из никелевого сплава, посаженная в натяг. Технологический процесс изготовления ротора предполагает намагничивание после сборки, что упрощает производство. Охлаждение ротора осуществляется естественной конвекцией через полость в нем. Охлаждение статора - жидкостное по рубашке.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исходя из произведенного обзора можно сказать, что на данный момент проблема создания электротурбокомпрессора является актуальной. Решение данной проблемы может повлечь за собой положительный экономический эффект, поэтому решение ее целесообразно.

Из анализа конструкций электрических двигателей схожего применения следует, что наилучшей ЭМ для подобного применения является вентильный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов. Применение конструктивных решений, выделенных из моделей приведенных в обзоре конструкций, может решить ряд проблем, вытекающих из специфики работы высокоскоростного вентильного двигателя. Из наиболее интересных решений следует отметить следующие.

Ввиду высокого распространения грузовых автомобилей, большую актуальность приобретают решения, позволяющие уменьшить стоимость производства рассматриваемого изделия. К числу таких относится применение сосредоточенной обмотки, позволяющее снизить трудоемкость процесса намотки. Также сюда можно отнести двухполюсную конструкцию ротора, допускающую намагничивание в самом конце цикла создания ротора, что уменьшает сложность сборки или изготовления. К таким конструкциям относится как монолитный ротор из магнитного материала с высокими механическими характеристиками (например, из сплава 25X15К), так и ротор с кольцевыми магнитами в виде отдельных деталей, установленных на вал с применением бандажной втулки.

Из-за высокой скорости вращения ротора к его опорам предъявляются повышенные требования механической прочности. Применение керамических шариковых подшипников позволит увеличить ресурс опор без существенного увеличения стоимости изготовления.

Магниты на роторах высокоскоростных машин подвержены действию значительной центробежной силы, способной привести к деформации магнита. Применение металлических бандажных втулок может быть осложнено высокими потерями на вихревые токи. Кроме того, металлические бандажи, рассчитанные на высокие скорости вращения, могут иметь значительную толщину. Решить эти проблемы позволит применения углепластика в качестве материала бандажа, или выполнение конструкции ротора монолитной, как было указано в прошлом абзаце, в этом случае необходимость бандажа отпадает.

Ограниченное пространство для размещения устройства требует создания машины с высокой удельной мощностью. Также в непосредственной близости к ЭМ находится источник тепла в виде турбины, вращаемой отработавшими газами, имеющими высокую температуру. Оба этих условия требуют принятия мер по охлаждению и повышению стабильности характеристик элементов активной части ЭМ с ростом температуры. Наиболее интересным решением по охлаждению ЭМ является применение комбинированной системы охлаждения, когда ротор имеет принудительное воздушное охлаждение, а статор заключен в рубашку жидкостного охлаждения. Для удовлетворения требований высокой стабильности характеристик в зависимости от температуры, в качестве материала ПМ стоит рассматривать только сплавы SmCo.

Таким образом, создание электротурбокомпрессора, использующего в качестве привода вентильный двигатель, имеет смысл и располагает возможностью реализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Транспорт в России. 2024: Стат.сб./Росстат. -Т65 М., 2024 - 100 с.
2. Терещенко, Е. С. Повышение энергетических и экономических показателей дизеля применением систем регулирования газотурбинным наддувом / Е. С. Терещенко, Д. В. Шабалин. // Технические науки: теория и практика: материалы I Междунар. науч. конф. (г. Чита, апрель 2012 г.). – Чита: Издательство Молодой ученый, 2012. – С. 96-98. – URL: <https://moluch.ru/conf/tech/archive/7/2093/> (дата обращения: 16.12.2024).
3. Патрахальцев Н. Н., Савастенко А. А. «Форсирование двигателей внутреннего сгорания наддувом»: – М.: Легион-Автодата, 2007. – 176 с.: ил. Рецензенты: докт. техн. наук, проф. Иващенко Н. А., канд. техн. наук Пономарёв Е. Г.
4. Каталог оборудования компании Borgwarner, электротурбокомпрессоры [Электронный ресурс] URL: <https://www.borgwarner.com/technologies/electric-boosting-technologies>.
5. Арнольд С. и др., 2005. «Заключительный отчет по федеральному гранту Garrett Electric Boosting Systems (EBS) DE-FC05-00OR22809» [Электронный ресурс] - URL: <https://www.osti.gov/servlets/purl/841240>.
6. Myung-Seop Lim, Ji-Min Kim, Yong-Suk Hwang, and Jung-Pyo Hong, Senior Member, IEEE. Design of an Ultra-High-Speed Permanent-Magnet Motor for an Electric Turbocharger Considering Speed Response Characteristics. [Электронный ресурс] – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7762723>.
7. Бьянки, Н., Болоньяни, С., и Луиза, Ф. (2005). Анализ и проектирование бесщеточного двигателя ПМ для высокоскоростных операций. [Электронный ресурс] – URL: <https://www.sci-hub.ru/10.1109/TEC.2005.847991>.
8. Development of the "hybrid turbo," an electrically assisted turbocharger SEIICHI IBARAKI, YUKIO YAMASHITA. [Электронный ресурс] – URL: <https://www.mhi.co.jp/technology/review/pdf/e433/e433036.pdf>.
9. 220,000-r/min, 2-kW Permanent Magnet Motor Drive for Turbocharger Toshihiko Noguchi, Yosuke Takata [Электронный ресурс] – URL: https://www.researchgate.net/publication/245530257_220000-rmin_2kW_PM_Motor_Drive_for_Turbocharger.
10. Design and Control of a High Speed Motor and Generator Unit for Electric Turbocharger (E-Turbo) Application .Co Huynh and Liping Zheng. [Электронный ресурс] – URL: https://www.researchgate.net/publication/335073706_Design_and_Control_of_a_High_Speed_Motor_and_Generator_Unit_for_Electric_Turbocharger_E-Turbo_Application.

*Лобович М. С.
matveizagadka@gmail.com*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», Уфа

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ГИБРИДНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВАХ: СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

Аннотация: В данной работе представлен сравнительный анализ различных архитектур электромеханических преобразователей, применяемых в гибридных транспортных средствах (ГТС). Основное внимание уделено системам с электрически переменной передачей (EVT), включая входную, выходную и составную схемы распределения мощности. Проведено сравнение по таким критериям, как эффективность передачи энергии, требования к электрическим машинам (мощность, крутящий момент, скорость), потери в электроприводе и общий потенциал для экономии топлива. Анализ показывает, что выбор оптимальной архитектуры является компромиссом между механической сложностью и характеристиками электрических компонентов, а комбинированные двухрежимные системы позволяют достичь лучших результатов по сравнению с однорежимными решениями.

Ключевые слова: гибридный транспорт, электромеханический преобразователь, электрически переменная передача (EVT), система управления, эффективность, сравнительный анализ.

*Lobovich M. S.
matveizagadka@gmail.com*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

APPLICATION OF ELECTROMECHANICAL CONVERTERS IN HYBRID ELECTRIC VEHICLES: A COMPARATIVE ANALYSIS

Abstract: This paper presents a comparative analysis of different architectures of electromechanical converters used in hybrid electric vehicles (HEVs). The focus is on Electrically Variable Transmission (EVT) systems, including input-split, output-split, and compound-split power flow schemes. A comparison is conducted based on key criteria such as energy transfer efficiency, requirements for electric machines (power, torque, speed), losses in the electric drive, and overall fuel economy potential. The analysis demonstrates that selecting an optimal architecture is a trade-off between mechanical complexity and electrical component characteristics, and that combined two-mode systems can achieve superior performance compared to single-mode solutions.

Key words: Hybrid vehicle, electromechanical converter, electrically variable transmission (EVT), control system, efficiency, comparative analysis.

ВВЕДЕНИЕ

Гибридные транспортные средства (ГТС) занимают центральное место в переходе мировой автомобильной промышленности к более экологичным и энергоэффективным решениям. Ключевым элементом ГТС является система управления мощностью, которая координирует работу двигателя внутреннего сгорания (ДВС) и одного или нескольких электрических двигателей.

Электромеханические преобразователи, включающие в себя электрические машины,

силовые полупроводниковые преобразователи и системы управления, являются «сердцем» этой системы, определяя ее эффективность, динамические характеристики и общую стоимость.

Наиболее перспективными для ГТС считаются системы с электрически переменной передачей (Electrically Variable Transmission, EVT), которые обеспечивают непрерывное регулирование передаточного отношения и оптимальную работу ДВС в зоне минимального удельного расхода топлива [1]. Однако существует множество архитектур EVT, каждая из которых предъявляет разные требования к электромеханическим компонентам. Выбор оптимальной архитектуры — это сложный инженерный компромисс, зависящий от целей проектирования: максимальной экономии топлива, высокой динамики разгона или минимизации стоимости.

Целью данной работы является проведение сравнительного анализа основных типов EVT-систем (входная, выходная и составная схемы) с точки зрения их электромеханических характеристик и потенциала для повышения эффективности ГТС. В работе будут рассмотрены требования к электрическим машинам, потери в системе, а также преимущества и недостатки комбинированных решений, основанных на данных из современных исследований [2, 3].

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

1. Типы архитектур EVT и их принципы работы

Электрически переменная передача (EVT) представляет собой двухступенную систему, которая позволяет независимо управлять скоростью и крутящим моментом на входе (от ДВС) и выходе (на колеса). Это достигается за счет использования планетарных рядов и одного или двух электрических машин, которые выполняют функции генератора и/или мотора, обеспечивая «электрический путь» для передачи части мощности [4].

Основные типы схем распределения мощности в EVT:

1. Входная схема (Input Split): Мощность от ДВС делится на механический и электрический пути на входе в трансмиссию. Одна электрическая машина (обычно генератор) подключена к входному валу, а другая (двигатель) — к выходному валу или промежуточному валу. Эта схема хорошо подходит для электрического старта и движения на низких скоростях, так как двигатель может напрямую приводить в движение колеса. Однако при высоких передаточных числах большая часть мощности проходит через электрический путь, что увеличивает потери [5].

2. Выходная схема (Output Split): Мощность от ДВС сначала передается механически, а затем делится на два пути — один на колеса, другой — на электрическую машину (генератор). Эта схема эффективна на высоких скоростях, так как одна из машин может работать на низкой скорости, снижая потери. Однако она имеет ограниченный диапазон передаточных чисел, что затрудняет ее использование в качестве единственной схемы в широком диапазоне скоростей [2, 4].

3. Составная схема (Compound Split): Это наиболее сложная схема, в которой мощность от ДВС распределяется между двумя электрическими машинами и механическим путем. Она сочетает в себе преимущества входной и выходной схем, обеспечивая хороший КПД в широком диапазоне режимов работы, особенно на средних и высоких скоростях. Однако она требует более сложного управления и может иметь проблемы с циркуляцией мощности при крайних передаточных числах [7].

Для анализа этих схем часто используется метод «рычага», который позволяет графически представить соотношения скоростей и моментов в системе и оценить долю мощности, проходящей по электрическому пути [8].

2. Сравнительный анализ по ключевым параметрам

2.1. Требования к электрическим машинам

Ключевыми параметрами электрических машин в EVT-системах являются их

максимальная скорость вращения, максимальный крутящий момент и пиковая мощность. Эти параметры напрямую зависят от выбранной архитектуры EVT и ее передаточных отношений.

1. Входная схема: Требуется электрических машин с высокой скоростью вращения, особенно для генератора, так как он связан с входным валом. При этом его крутящий момент может быть относительно низким. Двигатель, связанный с выходом, должен выдавать высокий крутящий момент для обеспечения разгона, но его скорость вращения может быть ниже.

2. Выходная схема: Наоборот, здесь двигатель, связанный с выходом, работает на высоких скоростях, а генератор, связанный с входом, может иметь более низкую скорость вращения, но высокий крутящий момент.

3. Составная схема: Предъявляет более сбалансированные требования. Обе машины могут иметь умеренные значения скорости и момента, что позволяет использовать более компактные и менее дорогие компоненты. Например, в схеме GM Two-Mode EVT одна машина используется для запуска (высокий крутящий момент) и как генератор на высоких скоростях (низкая скорость вращения), что оптимизирует ее конструкцию [9].

2.2. Потери в электроприводе и общая эффективность

Общие потери в системе включают в себя потери в электрических машинах (медные, железные), потери в силовых полупроводниковых преобразователях и механические потери в трансмиссии. Поскольку потери в электрическом пути обычно выше, чем в механическом, важнейшим фактором является доля мощности, проходящей через электрический путь.

1. Входная схема: При высоких передаточных числах (например, при разгоне) до 75% мощности может проходить через электрический путь, что приводит к значительным потерям [10]. Однако при средних и высоких скоростях эта доля снижается.

2. Выходная схема: Имеет низкую долю электрической мощности в зоне высоких скоростей, что обеспечивает высокую эффективность при движении по шоссе. Но в зоне низких скоростей и при разгоне доля электрической мощности может быть высокой.

3. Составная схема: Обеспечивает самую низкую долю электрической мощности в широком диапазоне рабочих точек, особенно в зоне оптимальной эффективности ДВС (около 0.75-0.8 передаточного отношения). Это делает ее наиболее эффективной для экономии топлива в условиях смешанного цикла [11].

2.3. Комбинированные (двухрежимные) системы

Как показывают исследования, однорежимные системы (особенно выходная и составная) имеют ограничения по диапазону передаточных чисел. Для преодоления этого ограничения и достижения оптимальных характеристик во всем диапазоне скоростей используются комбинированные двухрежимные системы. Такие системы переключаются между двумя различными схемами (например, входной и составной) с помощью муфт.

Преимущества двухрежимных систем:

1. Увеличенный диапазон передаточных чисел: Позволяет использовать двигатель на оптимальных режимах как при разгоне, так и при движении на высокой скорости.

2. Снижение требований к электрическим машинам: В каждом режиме машины работают в оптимальном диапазоне скоростей и моментов, что позволяет использовать менее мощные и более дешевые компоненты.

3. Повышенная эффективность: За счет оптимизации каждой схемы под свой диапазон скоростей общая эффективность системы выше, чем у любой однорежимной.

Например, в системе Allison EP-40/50, используемой в грузовиках, при низких скоростях используется входная схема для обеспечения высокого крутящего момента, а при высоких скоростях — составная схема для обеспечения высокой эффективности [11].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный сравнительный анализ показал, что выбор архитектуры электромеханического преобразователя в гибридных транспортных средствах — это сложный инженерный компромисс, зависящий от целей проектирования. Входная схема обеспечивает хорошую динамику разгона, но требует высокоскоростных электрических машин и имеет высокие потери при высоких передаточных числах. Выходная схема эффективна на высоких скоростях, но имеет ограниченный диапазон передаточных чисел. Составная схема предлагает наилучший баланс эффективности в широком диапазоне режимов, но требует более сложного управления.

Наиболее перспективным решением, сочетающим преимущества всех трех схем, являются комбинированные двухрежимные системы. Они позволяют оптимизировать работу электромеханических преобразователей в каждом режиме, снижая требования к компонентам и повышая общую эффективность системы. Таким образом, будущее гибридных транспортных средств, вероятно, будет за системами с несколькими режимами работы, которые смогут максимально эффективно использовать энергию как от ДВС, так и от аккумуляторной батареи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chau, K.T., Jiang, C., Han, W., Lee, C.H.T. State-of-the-Art Electromagnetics Research in Electric and Hybrid Vehicles // Progress In Electromagnetics Research. 2017. Vol. 159. P. 139–157.
2. Conlon, B. Comparative Analysis of Single and Combined Hybrid Electrically Variable Transmission Operating Modes // SAE Technical Paper 2005-01-1162. 2005.
3. Hegazy, O., Van Mierlo, J., Lataire, P. Control and Analysis of an Integrated Bidirectional DC/AC and DC/DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Applications // Journal of Power Electronics. 2011. Vol. 11, No. 4. P. 408–417.
4. Benford, H., Leising, M. The Lever Analogy: A New Tool in Transmission Analysis // SAE Paper 810102. 1981.
5. Schmidt, M.R. Two-Mode, Split Power, Electro-mechanical Transmission // US Patent 5,577,973. 1996.
6. Prakht, V.A., Dmitrievskii, V.A., Kazakbaev, V.M., Oshurbekov, S.Kh. Comparative analysis of two high-speed single-phase electrical machines with permanent magnets on the stator // Electrical Engineering & Electromechanics. 2020. No. 2. P. 20–25.
7. Guzman, H., Duran, M.J., Barrero, F., Zarri, L., Bogado, B., Gonzalez, I., Arahal, M.R. Comparative Study of Predictive and Resonant Controllers in Fault-Tolerant Five-Phase Induction Motor Drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2015. Vol. 62, No. 9. P. 5547–5557.
8. Abdel Monem, M., Hegazy, O., Omar, N., Mantels, B., Mulder, G., Van den Bossche, P., Van Mierlo, J. Comparative Study of Different Multilevel DC/DC Converter Topologies for Second-Life Battery Applications // EVS27 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium. 2013.
9. Hegazy, O., Van Mierlo, J., Lataire, P. A novel eight switches inverter operation modes for plug-in hybrid electric vehicle // Electromotion International journal. 2010. Vol. 17, No. 3. P. 191–208.
10. Chau, K.T. Electric Vehicle Machines and Drives — Design, Analysis and Application. Wiley-IEEE Press. 2015.
11. Conlon, B. Comparative Analysis of Single and Combined Hybrid Electrically Variable Transmission Operating Modes // SAE Technical Paper 2005-01-1162. 2005.

*Морозов Д. И.
dimorozov@mail.ru*

ФГБОУ ВО «Донбасский государственный технический университет», Алчевск

СТАТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СИНХРОННЫХ МАШИН ПРИ ПИТАНИИ ОТ ИСТОЧНИКА ТОКА

Аннотация: Производится исследование пусковых характеристик синхронной явнополусной машины при питании от источника тока и влияния наличия короткозамкнутой обмотки. Для получения точек статических механических характеристик использована динамическая модель синхронной машины. При питании от источника тока момент механическая характеристика не имеет провала, характерного для режима питания от источника напряжения. Тем не менее, уровень пускового момента значительно ниже номинального, составляя лишь около четверти номинального момента в случае наличия демпферной обмотки и менее 10% при ее отсутствии. Это означает, что пуск двигателей при питании от источника тока возможен при небольших нагрузках.

Ключевые слова: синхронная машина, источник тока, математическая модель, механическая характеристика

*Morozov D.I.
dimorozov@mail.ru*

Donbass State Technical University, Alchevsk

STATIC PROPERTIES OF SYNCHRONOUS MACHINES WHEN THEY ARE SUPPLIED FROM A CURRENT SOURCE

Abstract: The starting characteristics of a synchronous clearly-pole machine are studied when it is powered by a current source and the effect of the presence of a short-circuited winding. A dynamic model of a synchronous machine is used to obtain the points of the static mechanical characteristics. When powered by a current source, the mechanical characteristic does not have the dip characteristic of a voltage source. However, the starting torque is significantly lower than the rated torque, being only about a quarter of the rated torque in the presence of a damper winding and less than 10% in its absence. This means that the motors can be started when powered by a current source at low loads.

Keywords: synchronous machine, current source, mathematical model, mechanical characteristic

ВВЕДЕНИЕ

Электродвигатель, при питании от источника тока (ИТ) обладает свойствами, отличными от случая питания от источника напряжения (ИН). Например при питании якоря двигателя постоянного тока от ИТ машину можно рассматривать как источник момента. На использовании этих особенностей строятся системы электропривода (ЭП) с управляемыми источниками тока. Процессы изменения тока в управляемом ИТ инерционны поэтому электроприводы, строящиеся на базе ИТ, обладают более «мягкой» динамикой, что уменьшает удары в механической передаче. Поэтому ЭП с ИТ целесообразно применять на крановых и транспортных механизмах.

Неуправляемый параметрический источник тока может быть использован для построения пусковых устройств мощных двигателей. Наибольший интерес представляет возможность построения пусковых устройств двигателей переменного тока с индуктивно-емкостным преобразователем в качестве ИТ переменного тока. В этом случае будут

уменьшены броски тока при пуске и пусковой ток в целом будет ограничен.

В работе производится анализ пусковых характеристик синхронной явнополюсной машины (СМ) и влияние короткозамкнутой обмотки на эти характеристики.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В синхронной машине при несинхронной скорости при питании как от ИН, так и от ИТ, протекает большое количество электромагнитных процессов, взаимно влияющих друг на друга и на электромеханическое преобразование энергии. Поэтому статические механические характеристики СМ при питании от ИТ получим с помощью динамической модели СМ, рассматривая работу с неизменными скоростями при установившихся электромагнитных процессах.

Моделированием исследовались машины, имеющиеся в лабораторной установке синронные генераторы МСА-72/4 в двух вариантах: без короткозамкнутой обмотки (ИН) и с КЗО. На этих машинах в дальнейшем предполагается осуществить натурный эксперимент.

Модель СМ, входным воздействием которой является ток статора, получим из описания СМ в осях d,q в координатах состояния $i_s - \Psi_r$. При питании от ИН описание СМ, следующее:

машина с КЗО

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_{dd}} \left[U_d - R_s i_d - k_{df} (U_f - i_f R_f) + k_{dDd} R_{Dd} i_{Dd} + \omega_e \Psi_q \right]; \\ \frac{d\Psi_f}{dt} &= U_f - R_f i_f; \quad \frac{d\Psi_{Dd}}{dt} = -R_{Dd} i_{Dd}; \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_{qq}} \left[U_q - R_s i_q + k_{Dq} R_{Dq} i_{Dq} - \omega_e \Psi_d \right]; \\ \frac{d\Psi_{Dq}}{dt} &= -R_{Dq} i_{Dq}, \end{aligned} \tag{1}$$

$$\text{где } L_{dd} = L_d - \frac{M_{ad}^2}{L_f L_{Dd} - M_{ad}^2} (L_{Dd} + L_f - 2M_{ad});$$

$$k_{df} = \frac{M_{ad} (L_{Dd} - M_{ad})}{L_f L_{Dd} - M_{ad}^2}; \quad k_{dDd} = \frac{M_{ad} (L_f - M_{ad})}{L_f L_{Dd} - M_{ad}^2};$$

$$L_{qq} = L_q - \frac{M_{aq}^2}{L_{Dq}}; \quad k_{Dq} = \frac{M_{aq}}{L_{Dq}}$$

$$i_f = \frac{L_{Dd} \Psi_f - M_{ad} \Psi_{Dd} - (L_{Dd} - M_{ad}) M_{ad} i_d}{L_f L_{Dd} - M_{ad}^2};$$

$$i_{Dd} = \frac{L_f \Psi_{Dd} - M_{ad} \Psi_f - (L_f - M_{ad}) M_{ad} i_d}{L_f L_{Dd} - M_{ad}^2}; \quad i_{Dq} = \frac{1}{L_{Dq}} \Psi_{Dq} - k_{Dq} i_q;$$

$$\Psi_d = L_{dd} i_d + k_{df} \Psi_f + k_{dDd} \Psi_{Dd}; \quad \Psi_q = L_{qq} i_q + k_{Dq} \Psi_{Dq}$$

машина без КЗО

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_{dd2}} \left[U_d - R_s i_d - k_f (U_f - i_f R_f) + \omega_e \psi_q \right]; \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} \left[U_q - R_s i_q - \omega_e \psi_d \right]; \\ \frac{d\psi_f}{dt} &= U_f - R_f i_f,\end{aligned}\tag{2}$$

где $L_{dd2} = L_d - \frac{M_{ad}^2}{L_f}$; $k_f = \frac{M_{ad}}{L_f}$;

$$i_f = \frac{1}{L_f} (\psi_f - M_{ad} i_d); \quad \psi_d = L_{dd2} i_d + k_f \psi_f; \quad \psi_q = L_q i_q$$

Электромагнитные параметры машины в выражениях (1) и (2):

R_s, R_f, R_{Dd}, R_{Dq} – активные сопротивления обмоток статора, возбуждения, составляющих КЗО по осям d,q;

$L_d, L_q, L_f, L_{Dd}, L_{Dq}$ – полные индуктивности обмоток статора по осям d,q, возбуждения и КЗО по осям d,q;

M_{ad}, M_{aq} – взаимные индуктивности обмоток по осям по осям d,q.

Для исследования механических процессов описания (1) и (2) дополняются уравнением для электромагнитного момента и уравнением движения

$$M_e = \frac{3}{2} z_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d); \quad J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_c; \quad \omega_e = z_p \omega.$$

Для снятия статических характеристик уравнение движения не используется т.к. скорость задается неизменной.

В модели, отражающей питание от ИТ, два дифференциальных уравнения равновесия статора исключаются, а составляющие тока i_d, i_q являются входными воздействиями. Составляющие тока статора в системе d,q, связанной с ротором, рассчитываются следующим образом

$$i_d = I_m \sin \gamma; \quad i_q = I_m \cos \gamma; \quad \gamma = \int (2\pi f - z_p \omega) dt.$$

Сигналы в описании машины с КЗО

$$\begin{aligned}-e_d &= -k_{df} (U_f - i_f R_f) + k_{dDd} R_{Dd} i_{Dd} + \omega_e \psi_q; \\ -e_q &= k_{Dq} R_{Dq} i_{Dq} - \omega_e \psi_d,\end{aligned}$$

и машины без КЗО

$$\begin{aligned}-e_d &= -k_f (U_f - i_f R_f) + \omega_e \psi_q; \\ -e_q &= -\omega_e \psi_d\end{aligned}$$

фактически являются ЭДС, наводимыми в обмотках статора. Напряжения можно определить расчетным путем по следующим выражениям:

для машины с КЗО

$$U_d = L_{dd} \frac{di_d}{dt} + R_s i_d + e_d; U_q = L_{qq} \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + e_q$$

и машины без КЗО

$$U_d = L_{dd2} \frac{di_d}{dt} + R_s i_d + e_d; U_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + e_q.$$

Номинальные параметры генератора МСА-72/4: $P_n = 12$ кВт, $U_n = 400$ В (Y), $I_n = 21,6$ А, $\eta_n = 87,5\%$, $n_n = 1500$ об/мин, $\cos \varphi_n = 0,8$; возбуждение $U_g = 22$ В, $I_g = 21$ А. Данных о сопротивлениях обмоток не имеется, поэтому принимаем значения из инженерных соображений. Ориентируемся на данные сопротивлений обмоток асинхронной машины сопоставимой мощности, скорости и напряжения. По данным [1] асинхронная машина 4A132M4 (11 кВт) имеет следующие значения сопротивлений: $r_{сам} = 0,324$ Ом, $r_{рам} = 0,322$ Ом, $x_{мам} = 32,15$ Ом, $x_{1ам} = 0,64$ Ом, $x_{2ам} = 1,3$ Ом. Принимаем активные сопротивления статора и КЗО СМ:

$$R_s = r_{сам} = 0,324 \text{ Ом};$$

для машины с КЗО $R_{Dd} = 3r_{рам} = 0,965$ Ом, $R_{Dq} = 2r_{рам} = 0,643$ Ом.

Индуктивные сопротивления СМ:

$$x_{ad} = 0,4 x_{мам}; x_{ad} = x_{ad} / 1,4;$$

$$x_{1\sigma} = 2 x_{1ам}; x_{Dd\sigma} = 1,5 x_{2ам}; x_{Dq\sigma} = 1,2 x_{2ам} \text{ Ом}; x_{f\sigma} = 1,5(x_{1\sigma} + x_{1Dd\sigma}).$$

В результате

$$x_d = x_{ad} + x_{1\sigma} = 14,14 \text{ Ом}; x_q = x_{aq} + x_{1\sigma} = 10,47 \text{ Ом};$$

$$x_{Dd} = x_{ad} + x_{1Dd\sigma} = 14,82 \text{ Ом}; x_{Dq} = x_{aq} + x_{Dq\sigma} = 10,75 \text{ Ом};$$

$$x_f = x_{ad} + x_{f\sigma} = 17,72 \text{ Ом}.$$

Расчет тока, напряжения и сопротивления индуктора, приведенных к статору

$$E_{0н} = \frac{2 P_n x_d}{3 U_{1\phi}} = 514,26 \text{ В};$$

$$I_f = \frac{\sqrt{2} E_{0н}}{x_{ad}} = 56,54 \text{ А}; U_f = \frac{U_g I_g}{I_f} = 8,17 \text{ В}; R_f = \frac{U_f}{I_f} = 0,144 \text{ Ом}.$$

Оценим соответствие полученных значений сопротивлений номинальным данным машины:

1) считаем, что у СМ номинальный угол нагрузки $\theta_n = 30^\circ$,

$$X_Q = \frac{U_{фнам} - I_{нам} R_s (\text{ctg } \theta_n \sin \varphi_n + \cos \varphi_n)}{I_{нам} (\text{ctg } \theta_n \cos \varphi_n - \sin \varphi_n)} = 10,45 \text{ Ом}.$$

Как видим, принятое значение $x_q = 10,47 \approx X_Q$;

2) оценим значение электрической мощности, потребляемой синхронным двигателем из сети в номинальном режиме

$$P_{не} = \frac{m U_{фн} E_{0н} \sin \theta_n}{x_d} + \frac{m U_{фн}^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta_n = 13,56 \text{ кВт},$$

что при номинальной мощности СМ 12 кВт даст значение КПД в двигательном

режиме 88 %.

По значениям данных оценок можно считать, что принятые значения сопротивлений СМ соответствуют реальности и могут быть использованы при моделировании.

Точки статических МХ снимались на динамической модели при установке $\omega = const$. Пульсирующий момент усреднялся интегрированием за период $1/(2fs)$ в установившемся режиме. Для уменьшения тока ОВ под действием наводимой в ней ЭДС сопротивление контура протекания тока принято $100R_f$, при этом считаем, что обмотка возбуждения разомкнута.

Механические характеристики СМ при питании от ИН получены для номинального напряжения, при питании от ИТ – для номинального тока. На рисунке 1 приведены МХ для двух вариантов питания (ИН и ИТ) и двух конструкций СМ (с КЗО и без КЗО). На рисунках показаны характеристики минимального, среднего (интегрального) и максимального моментов.

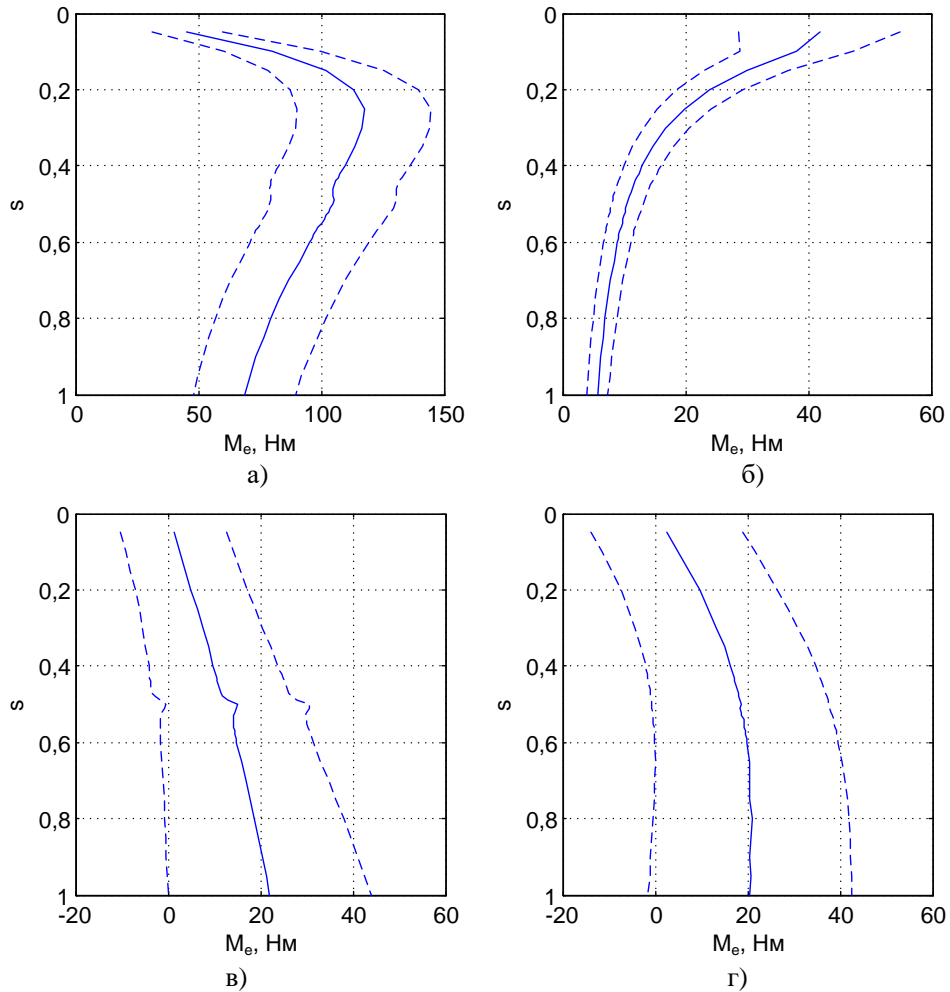


Рисунок 1 – Статические МХ СМ:

а – СМ с КЗО при питании от ИН; б – СМ с КЗО при питании от ИТ;
в – СМ без КЗО при питании от ИН; г – СМ без КЗО при питании от ИТ

При питании от ИН характеристика СМ обеих конструкций имеет «провал» момента в районе скорости равной половине синхронной. При питании от ИТ «провал» в МХ отсутствует, в первом квадранте средний момент при любой скорости положительный, а следовательно «застрявания» на половинной скорости не будет и пуск машины до синхронной скорости возможен. Однако при питании СМ от ИТ током номинального

уровня момент машины будет намного меньше номинального. Так, для рассмотренных машин, при питании номинальным током пусковой момент 5,68 Нм (СМ с КЗО) и 20,58 Нм (СМ без КЗО), а средний момент при скоростях от 0 до синхронной равен 14,51 Нм (СМ с КЗО) и 15,52 Нм (СМ без КЗО). Полученные значения момента намного меньше номинального, который равен 76,4 Нм.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При питании статора СМ от источника тока номинального уровня момент в двигательном режиме будет иметь колебания, а средние значения будут положительными. Пусковой момент при наличии КЗО будет составлять примерно четверть от номинального момента. В машине с КЗО пусковой момент будет менее 10 % от номинального. Таким образом, при питании СМ от источника тока пуск возможен при очень малых нагрузках, практически на холостом ходу

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. М.: Энергоиздат, 1982. 504 с.

*Мунзаров М. Ф.
marsel.munzarov@mail.ru*

Филиала АО «СО ЕЭС» Башкирское РДУ

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ РАСЧЕТА ЧАСТОТНОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С БЕСЩЕТОЧНОЙ СИСТЕМОЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Аннотация. Прямой пуск мощных синхронных двигателей (СД) магистральных насосных агрегатов сопряжен со значительными бросками тока и посадками напряжения в сети. Частотный пуск позволяет избежать данных негативных явлений, однако ограниченная перегрузочная способность преобразователей частоты (ПЧ) требует точного выбора закона регулирования напряжения. Особую сложность представляет расчет частотного пуска синхронных двигателей с бесщеточной системой возбуждения (СД с БСВ) ввиду специфики формирования асинхронного момента из-за полупериодного включения пускового сопротивления в цепи обмотки возбуждения.

В данной статье произведена разработка и апробация инженерной методики расчета параметров асинхронного частотного пуска СД с БСВ (на примере двигателя типа СДБМ 630) с учетом ограничений по току преобразователя частоты и анализа различных законов частотного регулирования.

В работе использован графоаналитический метод расчета переходных процессов электропривода с численным интегрированием уравнения движения. Выполнен пересчет пусковых характеристик СД с БСВ на базе паспортных данных двигателя-аналога СТД-630-2 с введением корректирующих коэффициентов, учитывающих влияние переменного тока в обмотке возбуждения. Произведен сравнительный анализ квадратичного и линейного законов изменения напряжения в функции частоты.

Ключевые слова: синхронный двигатель, бесщеточная система возбуждения, частотный пуск, преобразователь частоты, асинхронный момент, закон частотного регулирования, пусковой ток.

DEVELOPMENT OF A METHOD FOR CALCULATING THE FREQUENCY START-UP OF A SYNCHRONOUS MOTOR WITH A BRUSHLESS EXCITATION SYSTEM

Abstract. Direct starting of high-power synchronous motors (SM) of mainline pumping units is associated with significant current surges and voltage drops in the network. Frequency starting allows to avoid these negative phenomena, however, the limited overload capacity of frequency inverters (FI) requires the precise choice of the voltage control law. The calculation of frequency starting of synchronous motors with a brushless excitation system (SM with BES) is particularly difficult due to the specifics of the formation of asynchronous torque due to the half-period inclusion of the starting resistance in the excitation winding circuit.

In this article, an engineering methodology for calculating the parameters of asynchronous frequency start-up of a DC motor with a brushless DC motor (using the SDBM 630 motor as an example) is developed and tested, taking into account the current limitations of the frequency converter and the analysis of various frequency control laws.

The paper uses a graph-analytical method for calculating the transient processes of an electric drive with numerical integration of the motion equation. The starting characteristics of a DC motor with a brushless DC motor were recalculated based on the passport data of the STD-630-2 analog motor, with the introduction of correction factors that take into account the influence of the alternating current in the excitation winding. A comparative analysis of the quadratic and linear voltage-frequency relationships was performed.

Key words: synchronous motor, brushless excitation system, frequency start, frequency converter, asynchronous torque, frequency control law, and starting current.

ВВЕДЕНИЕ

Для приводов магистральных насосных агрегатов применяются трехфазные синхронные двигатели (СД). Мощность таких двигателей может достигать десятков мегаватт и выше. Прямой пуск двигателей большой мощности от полного напряжения питающей сети сопровождается большими пусковыми токами, посадкой напряжения на шинах распределительных устройств. Поэтому для пуска электродвигателей целесообразным становится использование частотного пуска.

Важным достоинством частотно-регулируемого электропривода (ЧРП) является возможность плавного частотного пуска и торможения электродвигателей путем изменения частоты на выходе преобразователя частоты. Проблемой частотного пуска является то, что пропускная способность преобразователя частоты (ПЧ) ограничена. Длительная перегрузка (в течение одной минуты) по току для некоторых ПЧ составляет (1,2 – 1,5) номинального тока двигателя [1].

В данной работе выполним исследование и расчет асинхронного частотного пуска синхронного двигателя с бесщеточной системой возбуждения (СД с БСВ) на примере синхронного двигателя типа СДБМ 630.

ОСОБЕННОСТИ АСИНХРОННОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С БЕСЩЕТОЧНОЙ СИСТЕМОЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ

СД с БСВ запускаются без тока в обмотке возбуждения СД. Такой способ пуска СД в составе ЧРП получил название частотный асинхронный пуск.

Переменный ток в обмотке возбуждения СД с БСВ при пуске ограничивается только при отрицательной полуволне и не ограничивается по величине при положительной полуволне. Известно, что переменный ток в обмотке возбуждения существенно снижает пусковой асинхронный момент при скорости вращения ниже половины от номинальной.

В настоящее время используются пусковые сопротивления для уменьшения переменного тока в ОВ.

На Рис. 1, а показаны моменты, создаваемые переменным током в обмотке возбуждения и полный пусковой асинхронный момент для СД без пускового сопротивления, на Рис. 1, б – для СД с пусковым сопротивлением, включаемым в оба полупериода и на Рис. 1, в – для СД с пусковым сопротивлением в один полупериод.

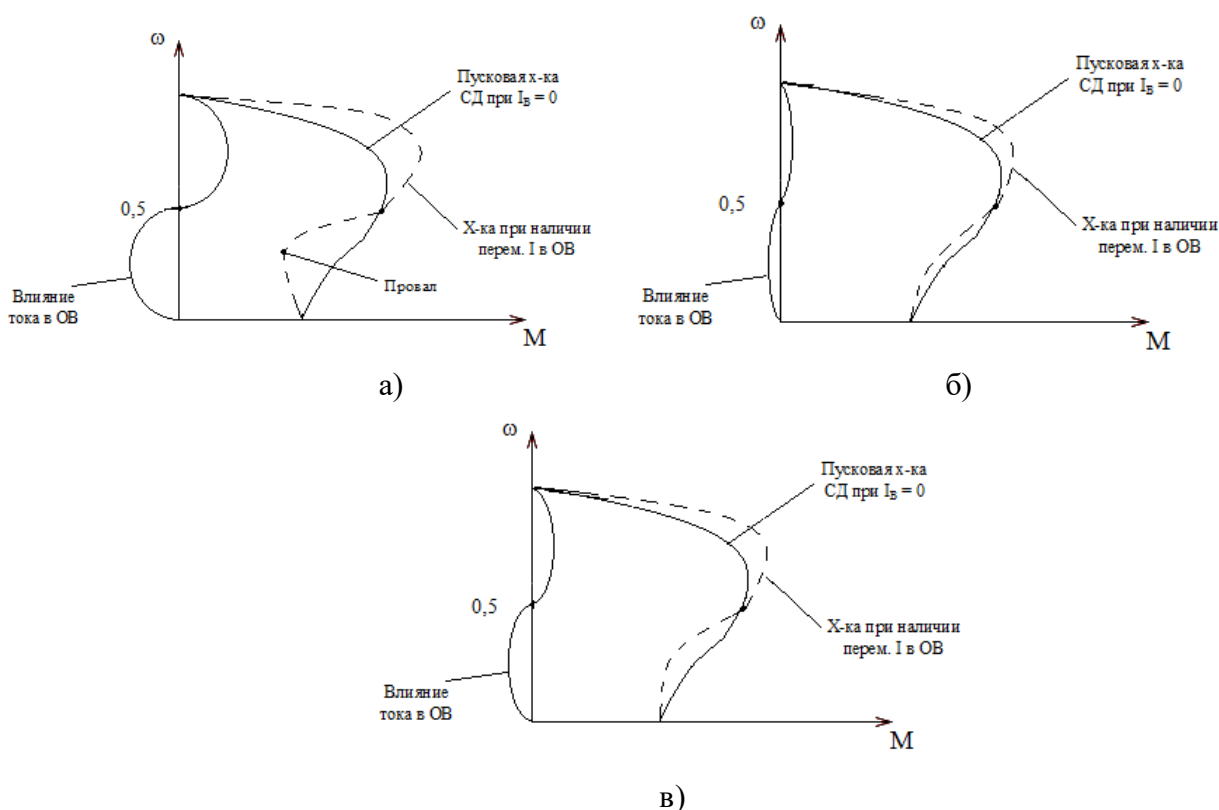


Рисунок 1 – Влияние тока в ОВ на процесс пуска: а) – для СД без пускового сопротивления; б) – для СД с пусковым сопротивлением, включаемым в оба полупериода; в) – для СД с пусковым сопротивлением в один полупериод.

РАСЧЕТ ЧАСТОТНОГО АСИНХРОННОГО ПУСКА ДВИГАТЕЛЯ ТИПА СДБМ 630

Выполним расчет частотного асинхронного пуска двигателя типа СДБМ 630. Так как отсутствуют данные о пусковых характеристиках двигателя СДБМ, выполним расчет, опираясь на данные двигателя СТД-630-2, вводя ориентировочные коэффициенты.

Пусковые характеристики СД не имеют аналитического выражения и задаются таблично. Токовая и асинхронная характеристики двигателя СТД-630 при пуске приведены в Табл. 2. Механическая характеристика магистральных насосов нефтеперекачивающих станций также не имеет аналитического описания. На практике используется графическое представление механической характеристики насоса (кривая 2 на рис. 4).

Так как в период пуска СД с БСВ, как было сказано ранее, пусковое сопротивление включается только в одну полуволну переменного тока в ОВ, то возникает ток в ОВ больший примерно на 10%, чем в ТСВ, где пусковое сопротивление включается в каждый полупериод наведенного в ОВ тока (рис. 1, б, в). Среднее значение переменного тока за

период будет больше примерно на 5%. Как видно из этих графиков, моменты при БСВ изменятся согласно табл. 1.

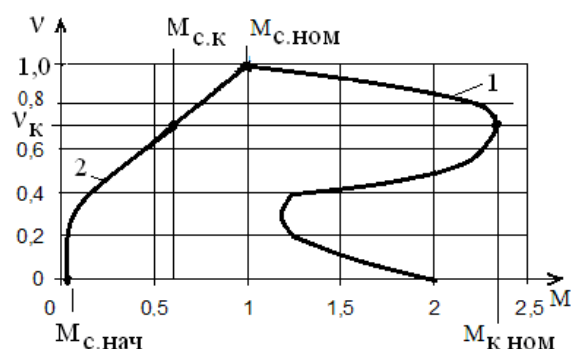
Таблица 1 – Коэффициенты пересчета пусковых характеристик электродвигателя СДБМ 630 относительно двигателя СТД-630-2

Пусковые характеристики	Скольжение, s								
	1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,2	0,1	0,05	0,02
$I_{п.о.е.} = I_{п}/I_{н} = I_{п.о.е.}$ СТД	$I_{п.о.е.}$ СТД								
$m_a = M_{п}/M_{н}$	m_{a} СТД	m_{a} СТД · 0,6	m_{a} СТД · 0,6	m_{a} СТД	m_{a} СТД · 1,1	m_{a} СТД · 1,2	m_{a} СТД · 1,1	m_{a} СТД · 1,05	m_{a} СТД

В Табл. 2 приведены результат пересчета пусковых характеристик электродвигателя СДБМ 630 и данные электродвигателя СТД-630-2, относительно которого производился пересчет с учетом влияния переменного тока в обмотке возбуждения. Асинхронная (пусковая) характеристика СДБМ, построенная по данным Табл. 2, приведена на рис. 4 (кривая 1).

Таблица 2 – Пусковые характеристики электродвигателя СТД-630-2 и СДБМ 630

Тип двигателя	Пусковые характеристики	Скольжение, s								
		1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,2	0,1	0,05	0,02
СТД-630-2	$I_{п.о.е.} = I_{п}/I_{н}$	5,66	5,39	5,04	4,80	4,52	3,13	2,24	1,59	1,10
	$m_a = M_{п}/M_{н}$	2,03	2,06	2,08	2,08	2,07	1,86	1,40	0,97	0,57
СДБМ 630	$I_{п.о.е.} = I_{п}/I_{н}$	5,66	5,39	5,04	4,80	4,52	3,13	2,24	1,59	1,10
	$m_a = M_{п}/M_{н}$	2,03	1,24	1,25	2,08	2,28	2,23	1,54	1,02	0,57



1 – асинхронная характеристика СД с БСВ при номинальном напряжении и номинальной частоте с учетом влияния переменного тока в ОВ; 2 – характеристика насоса

Рисунок 2 – Механические характеристики.

Частотный пуск, так же, как и регулирование частоты вращения СД в рабочем режиме, целесообразно производить либо при постоянной перегрузочной способности, либо при постоянном динамическом моменте, либо в функции тока статора с ограничением его до заданного значения. В расчете используются безразмерные относительные величины [3]:

$$\gamma = \frac{U_f}{U_{ном}}; \quad \alpha = \frac{f}{f_{ном}}; \quad m = \frac{M}{M_{ном}}, \quad (1)$$

где U_f – напряжение на частоте f ; $U_{ном}$ – номинальное напряжение; $f_{ном}$ – номинальная частота; $M_{ном}$ – номинальный момент.

В процессе пуска при изменении частоты напряжение на выходе ПЧ изменяется в

функции частоты по некоторому закону. Закон изменения может быть разный. Он даже может изменяться в процессе пуска. Выбор закона или законов изменения напряжения в функции частоты является главной задачей исследования асинхронного частотного пуска СД с БСВ. На первом этапе исследований примем закон изменения напряжения квадратичный и неизменный в процессе пуска по выражению:

$$\gamma = \alpha^2 \quad (2)$$

При пуске асинхронный момент СД определяется по асинхронной характеристике (по Табл. 2) при частоте α и напряжении γ . При этом, с учетом условия (2), момент СД при частоте f определяется по выражению:

$$m_{a.f} = m_{табл.} \cdot \gamma^2, \quad (3)$$

где $m_{табл.}$ – асинхронный момент по Табл. 2 или рис. 2.

Частотный пуск СД в приводе центробежного насоса начинается с подачи начального напряжения $\gamma_{нач}$ при начальной частоте $\alpha_{нач}$:

$$\gamma_{нач} = \alpha_{нач}^2 \quad (4)$$

и производится путем плавного повышения частоты и напряжения при соблюдении закона частотного регулирования (2).

Время пуска определяется графоаналитическим способом путем численного интегрирования уравнения движения, которое представляет собой дифференциальное уравнение динамического момента.

Расчет частотного пуска состоит из следующих этапов.

1. Весь диапазон изменения частоты при пуске от $f_{нач}$ до $f_{ном} = 50$ Гц делится на интервалы через 5 Гц (Табл. 3). Для каждого значения частоты определяются значения α по (5.2) и γ по (5.3).

Для каждой частоты определяется абсолютное скольжение [4]:

$$s_f = s_{к.ф.а} = \frac{s_{к.ном}}{\alpha}, \quad (5)$$

критический момент электродвигателя по (3) и число оборотов ротора СД и насоса в процессе пуска:

$$n = n_c \cdot (1 - s_f), \quad (6)$$

где n_c – синхронное число оборотов.

2. По механической характеристике насоса, заданной на Рис. 4, определяются моменты сопротивления m_c в функции частоты вращения ротора.

3. Для каждого значения частоты и напряжения на выходе ПЧ определяется асинхронный момент СД $m_{a.f}$. При законе изменения напряжения по (2) асинхронный момент будет определяться по (3).

4. Для каждого скольжения определяют динамический момент:

$$m_{дин.f} = m_{a.f} - m_{c.f}. \quad (7)$$

При этом изменение динамического момента при пуске будет происходить примерно так, как показано на Рис. 3.

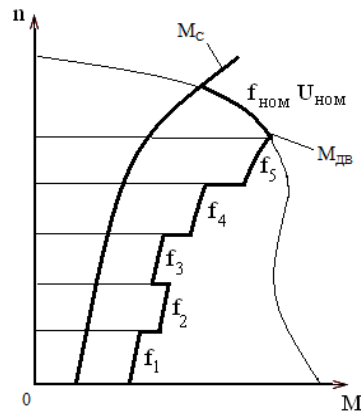


Рисунок 3 – Асинхронная характеристика СД с БСВ при пуске с постоянным динамическим моментом на каждой из частот.

5. Определяется механическая постоянная времени насосного агрегата по формуле:

$$\tau_j = \frac{(mD^2_H + mD^2_{ДВ}) \cdot n_c}{37,5M_{НОМ}}, \quad (8)$$

где mD^2_H и $mD^2_{ДВ}$ – маховые моменты насоса и электродвигателя.

6. Принимаем, что при ступенчатом изменении частоты на каждой частоте динамический момент электропривода постоянный и равен среднему значению:

$$m_{дин.ср} = \frac{m_{дин.i} + m_{дин.i+1}}{2}. \quad (9)$$

7. Определяется время разгона насосного агрегата на каждом интервале изменения скольжения:

$$t_{п} = \tau_j \cdot \frac{s_{ki} - s_{ni}}{m_{дин.ср}}. \quad (10)$$

Затем времена разгона на каждом из интервалов суммируются по формуле:

$$t_{п} = \tau_j \cdot \sum_{i=1}^i \frac{s_{ki} - s_{ni}}{m_{дин.ср}}. \quad (11)$$

где $m_{дин.ср}$ – среднее значение динамического момента на интервале.

8. Определяют пусковые токи I_f (в о. е.) на каждой частоте:

$$I_f = \frac{\gamma}{X_{к.f}}, \quad (12)$$

где $X_{к.f}$ – сопротивление СД при критическом скольжении на частоте f :

$$X_{к.f} = \alpha X_{к.ном},$$

где $X_{к.ном}$ – сопротивление СД (в о. е.) при номинальной частоте при критическом скольжении;

$$X_{к.ном} = \frac{1}{I_{к.ном}},$$

где $I_{к.ном}$ – пусковой ток СД по Табл. 2 при номинальном напряжении и критическом скольжении в относительных единицах [5].

ПОДБОР ЗАКОНА ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ ЧАСТОТНОМ АСИНХРОННОМ ПУСКЕ ДВИГАТЕЛЯ ТИПА СДБМ 630

Приведем пример расчета при следующих условиях. Эквивалентное сопротивление

питающей сети равно нулю. Начальная частота напряжения на выходе ПЧ равна 15 Гц. Частота изменяется ступенчато через 5 Гц. Для каждого значения частоты ПЧ определяется напряжение на выходе ПЧ. Для каждого значения частоты напряжения определяется асинхронный момент СД.

Пропускная способность преобразователя частоты (ПЧ) ограничена. Длительная перегрузка по току для некоторых ПЧ составляет (1,2 – 1,5) номинального тока двигателя. Поэтому ограничим пусковой ток I_f до $1,5 \cdot I_{ном}$.

Примем квадратичный закон изменения напряжения.

При квадратичном законе определяем ток статора по формуле (12):

$$I_f = \frac{\gamma}{X_{к.ф}} = \frac{\alpha^2 U_{ном}}{\alpha X_{к.ном}} = \alpha I_{пуск.ном}. \quad (13)$$

Получаем, что для того чтобы пусковой ток I_f был не больше $1,5 \cdot I_{ном}$, частота на выходе ПЧ должна быть не более $1,5/I_{пуск.ном}$:

$$\frac{1,5}{I_{пуск.ном}} \geq \alpha. \quad (14)$$

При $I_{пуск.ном} = 5,66$ относительная частота α должна быть не более 0,27, т.е. частота f должна быть меньше 13,5 Гц.

Выполним проверочный расчет для частоты $f = 10$ Гц.

1. По формуле (1) определяем относительное значение частоты:

$$\alpha = \frac{f}{f_{ном}} = \frac{10}{50} = 0,2.$$

По формуле (2) определяем относительное значение напряжения при частоте $f = 10$ Гц:

$$\gamma = \alpha^2 = 0,2^2 = 0,04.$$

2. По механической характеристике насоса, заданной на Рис. 2, при скорости вращения, равной нулю, определим момент сопротивления m_c :

$$m_c = 0,08.$$

3. По формуле (3) определяем асинхронный момент СД:

$$m_{a.f} = m_{табл.} \cdot \gamma^2 = 2,03 \cdot 0,04^2 = 0,002.$$

Так как $m_c > m_{a.f}$, значит двигатель не запустится.

Проведем исследование влияния начальной частоты на динамический момент и пусковой ток при квадратичном законе изменения напряжения. В Табл. 3 приведены результаты расчета для начальных частот 30 и 40 Гц.

Таблица 3 – Влияние начальной частоты на динамический момент и пусковой ток

f, Гц	α	$m_{дин.f}$	I_f
30	0,6	0,08	3,33
40	0,8	0,43	4,57

Динамический момент на частотах 30, 40 Гц положительный, но пусковой ток больше допустимого для ПЧ, значит такой пусковой ток не допустим.

Из выражения (3) для того, чтобы динамический момент был положительный примем, что $m_{a.f} = m_c = 0,08$ и рассчитаем относительное напряжение:

$$\gamma = \sqrt{\frac{m_{a.f}}{m_{табл.}}} = \sqrt{\frac{0,08}{2,03}} = 0,253.$$

Это будет при $\alpha = 0,503$, т.е. при частоте $f = 25$ Гц.

Таким образом, при квадратичном законе при частоте меньше 13,5 Гц ток допустимый, но динамический момент отрицательный. При частоте больше 13,5 Гц ток становится больше допустимого для ПЧ. При частоте больше 25 Гц динамический момент становится положительным, но ток остается больше допустимого.

Таким образом, квадратичный закон изменения напряжения при пуске не подходит. Примем линейный закон изменения напряжения на выходе ПЧ:

$$\gamma = \alpha. \quad (15)$$

Примем начальную частоту 15 Гц.

При линейном законе ток статора по формуле (12):

$$I_f = \frac{\gamma}{X_{к.ф}} = \frac{\alpha U_{ном}}{\alpha X_{к.ном}} = I_{ф.ном}. \quad (16)$$

Получаем, что в процессе пуска ток будет один и тот же и будет равен паспортному пусковому току.

Проверим это путем расчетов при начальной частоте 15 и 30 Гц.

Таблица 4 – Проверочный расчет на частотах 15 и 30 Гц

f, Гц	α	$m_{дин.f}$	I_f
15	0,3	0,03	5,56
30	0,6	0,37	5,56

Пусковой ток примерно в 5 раз превышает допустимый ток ПЧ. Пусковой ток можно снизить снижением напряжения. Для снижения пускового тока примем линейный закон:

$$\gamma = \alpha / 6. \quad (17)$$

Таблица 5 – Проверочный расчет на частоте 15 Гц

f, Гц	α	$m_{дин.f}$	I_f
15	0,3	0,08	0,003

Момент двигателя оказался меньше момента сопротивления. Пуск невозможен.

Таким образом, линейный закон изменения напряжения тоже не подходит [5].

РАСЧЕТ ЧАСТОТНОГО АСИНХРОННОГО ПУСКА ДВИГАТЕЛЯ ТИПА СДБМ 630 ПРИ КВАДРАТИЧНОМ ЗАКОНЕ ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЕ 25 ГЦ

Приведем пример расчета при следующих условиях. Эквивалентное сопротивление питающей сети равно нулю. Начальная частота напряжения на выходе ПЧ равна 25 Гц. Частота изменятся ступенчато через 5 Гц. Для каждого значения частоты ПЧ определяется напряжение на выходе ПЧ. Для каждого значения частоты напряжения определяется асинхронный момент СД.

Примем квадратичный закон изменения напряжения.

Начальную частоту примем $f = 25$ Гц.

Результаты расчетов частотного пуска по формулам (5) – (12) для частот 25 – 50 Гц сведены в Табл. 6.

Таблица 6 – Результаты расчета частотного пуска СДБМ 630

f, Гц	25,00	30,00	35,00	40,00	45,00	50,00
α	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
γ	0,25	0,36	0,49	0,64	0,81	1,00
m_c	0,08	0,48	0,60	0,71	0,92	1,00
$m_{a,f}$	0,08	0,83	1,13	1,47	1,86	2,30
$m_{дин.f}$	0,00	0,35	0,53	0,76	0,94	1,30
t, с	4,68	7,63	6,72	5,86	5,68	4,45
s_a	1,00	0,50	0,43	0,38	0,33	0,30
I_f	2,78	3,94	4,75	3,33	2,08	1,11
n, об/ мин	0	375	427,5	465	502,5	525

Изменение тока при частотном пуске показан на Рис. 4.

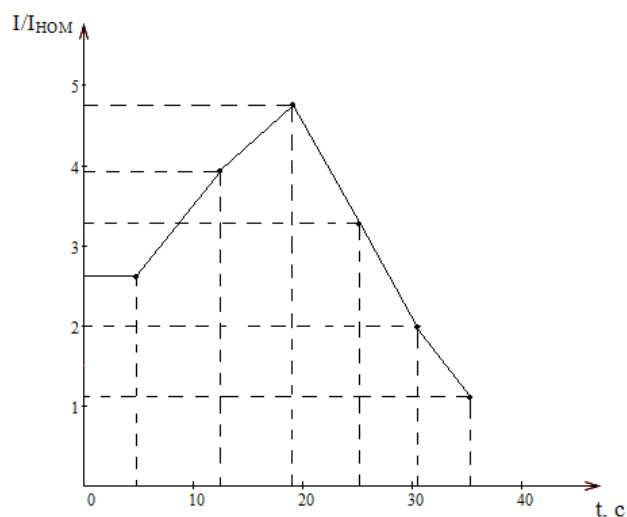


Рисунок 4 – Изменение тока в процессе пуска.

Недостатком рассмотренного частотного пуска является увеличение времени пуска и повышение пускового тока до 4,75 номинального тока. Этот ток недопустим, так как пропускная способность преобразователя частоты (ПЧ) ограничена. Длительная перегрузка по току для некоторых ПЧ составляет (1,2 – 1,5) номинального тока двигателя. Поэтому при частотном пуске необходимо принимать меры для ограничения пускового тока.

ПУТИ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ ЧАСТОТНОГО ПУСКА СД С БСВ

1. Завышать мощность ПЧ. Найдем пусковой ток при начальной частоте больше 25 Гц. Примем начальную частоту 30 Гц.

По формуле (12) [5]:

$$I_f = \frac{\gamma}{X_{к.f}} = \frac{0,36}{0,108} = 3,33.$$

Получили, что пусковой ток в три раза превышает номинальный ток ПЧ. Следовательно, мощность ПЧ должна в три раза превышать мощность ЭД. С учетом

влияния сети на пусковой ток (коэффициент снижения пускового тока примерно 1,3 – 1,5) достаточно принять мощность ПЧ в два раза больше мощности ЭД.

2. Использовать ПЗУ с двухполупериодным преобразователем в цепи пускового сопротивления. При двухполупериодном преобразователе пусковое сопротивление будет ограничивать переменный ток в обмотке возбуждения в оба полупериода и пусковые моменты СД при скоростях меньше половины синхронной. Недостаток – увеличение габаритов и массы ПЗУ на валу ЭД.

3. Использовать комбинированную схему пуска: сочетание частотного пуска с реостатным пуском. При этом в обмотку статора включается активное сопротивление, ограничивающее пусковой ток.

Величина этого сопротивления зависит от закона изменения напряжения на выходе ПЧ при пуске.

При квадратичном законе ток статора при комбинированном пуске по формуле (12) примет вид:

$$I_f = \frac{\gamma}{jX_{к.ф} + R} = \frac{\alpha^2 U_{ном}}{\sqrt{(\alpha X_{к.ном})^2 + R^2}} = \frac{\alpha^2 U_{ном}}{Z}. \quad (18)$$

Находим, что для того чтобы пусковой ток I_f был не больше $1,5 \cdot I_{ном}$, значение Z должно быть:

$$Z \geq \frac{\alpha^2 U_{ном}}{1,5}. \quad (19)$$

Отсюда для сопротивления R получаем:

$$R \geq \sqrt{\left(\frac{\alpha^4 U_{ном}^2}{I_f^2} - \alpha^2 X_{к.ном}^2\right)}. \quad (20)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Преобразователи частоты регулируемые высоковольтные серии ВЧРП: руководство по эксплуатации БКЖИ.674791.232РЭ: разработчик и изготовитель Чебоксарский электроаппаратный завод. – Чебоксары, 2012. – 136 с.
2. Бабакин, В. И. Курс лекций по дисциплине «Теория электропривода»: курс лекций. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2017. – 118 с.
3. Шабанов, В. А., Хайдаров, И. И. Основные положения частотного пуска невозбужденных синхронных электродвигателей // «Электропривод, электротехнологии и электрооборудование предприятий»: сб. науч. тр. III Международ. (VI Всеросс.) научно-техн. конференции. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2017. – С. 160-165.
4. Пиотровский, Л. М. Электрические машины: учебник для техникумов / Л. М. Пиотровский. – 7-е изд., стереотип. – Л.: «Энергия», 1974. – 504 с.
5. Шабанов, В. А., Хайдаров, И. И. Расчет частотного пуска невозбужденного синхронного электродвигателя СТД-8000 // «Электропривод, электротехнологии и электрооборудование предприятий»: сб. науч. тр. III Международ. (VI Всеросс.) научно-технической конференции. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2017. – С. 179-185.

*Мусин Р. М., Байбурин А. Р.
musin.rasull@mail.ru, amirhanbajburin382@gmail.com*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

ЭВОЛЮЦИЯ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА: ОТ ПОИСКА ОПТИМАЛЬНОЙ ТОПОЛОГИИ К ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ НЕЗАВИСИМОСТИ И МУЛЬТИФИЗИЧЕСКОЙ ИНТЕГРАЦИИ

Аннотация: в работе проведен системный, углубленный анализ современного состояния и тенденций развития электрических машин для тягового привода наземных транспортных средств. На основе широкого обзора зарубежной литературы выявлены фундаментальные технико-экономические противоречия между экспоненциально растущими требованиями к удельной мощности и жесткими ограничениями ресурсной базы. Рассмотрены перспективы замещения синхронных машин с редкоземельными магнитами альтернативными топологиями — вентильно-индукторными и синхронно-реактивными двигателями. Особое внимание уделено конструктивно-технологическим методам повышения энергоэффективности: внедрению обмоток прямоугольного сечения («hairpin») с учетом влияния скин-эффекта, переходу в область сверхвысоких частот вращения, а также применению адаптивных систем прямого жидкостного охлаждения и их математическому моделированию.

Ключевые слова: тяговый электропривод, энергоэффективность, PMSM, синхронный реактивный двигатель, hairpin-обмотка, система охлаждения, импортозамещение, редкоземельные металлы, NVH, скин-эффект, тепловое моделирование.

*Musin R. M., Baiburin A. R.
musin.rasull@mail.ru, amirhanbajburin382@gmail.com*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

EVOLUTION OF TRACTION ELECTRIC DRIVE: FROM OPTIMAL TOPOLOGY SEARCH TO TECHNOLOGICAL INDEPENDENCE AND MULTIPHYSICS INTEGRATION

Abstract: the paper provides a systematic, in-depth analysis of the current state and development trends of electric machines for ground vehicle traction drives. Based on a broad review of foreign literature, fundamental techno-economic contradictions between exponentially increasing power density requirements and strict resource base limitations are identified. Prospects for replacing rare-earth magnet synchronous machines with alternative topologies — switched reluctance and synchronous reluctance motors — are discussed. Special attention is paid to design and technological methods for improving energy efficiency: the implementation of rectangular cross-section windings ("hairpin") considering skin effects, the transition to ultra-high rotational speeds, and the application of adaptive direct liquid cooling systems and their mathematical modeling.

Key words: traction electric drive, energy efficiency, PMSM, synchronous reluctance motor, hairpin winding, cooling system, import substitution, rare earth metals, NVH, skin effect, thermal modeling.

ВВЕДЕНИЕ

Глобальная трансформация автомобильной индустрии, направленная на декарбонизацию транспортного сектора, ставит перед инженерами-электромеханиками

беспрецедентные задачи. Интенсивная электрификация привела к формированию жестких требований к электромеханическим преобразователям энергии, которые кардинально отличаются от стандартов общепромышленного электропривода. Тяговый электродвигатель (ТЭД) функционирует в стохастически изменяющихся режимах, характеризующихся частыми перегрузками при разгоне (до 300% от номинального момента), длительной работой на максимальных оборотах (вплоть до 20 000 об/мин) и жесткими ограничениями по монтажному объему [1, 3]. Ключевым критерием конкурентоспособности становится интегральная энергоэффективность в стандартизированных ездовых циклах (WLTP, NEDC), напрямую определяющая запас хода электромобиля. Однако достижение предельных характеристик наталкивается на ресурсные барьеры. Высокая волатильность рынка редкоземельных металлов (РЗМ) и геополитические риски заставляют разработчиков радикально пересматривать приоритеты [5, 22].

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

На текущий момент безусловным технологическим лидером в сегменте легкового электротранспорта остаются синхронные машины с постоянными магнитами (PMSM), в частности, конструкции с интернированными магнитами (IPM) [5]. Их популярность обусловлена уникальным сочетанием высокой удельной мощности (до 5 кВт/кг) и КПД, превышающего 96–97% в номинальном режиме [5]. Конструкция IPM позволяет эффективно использовать два компонента электромагнитного момента: синхронный момент от взаимодействия потока постоянных магнитов с током статора и реактивный момент, возникающий из-за магнитной анизотропии ротора (разницы индуктивностей по продольной L_d и поперечной L_q осям). Доля реактивного момента в современных машинах может достигать 30–40%, что существенно расширяет диапазон работы с постоянной мощностью (CPSR) и улучшает динамику на трассовых скоростях (Рисунок 1) [2, 7].

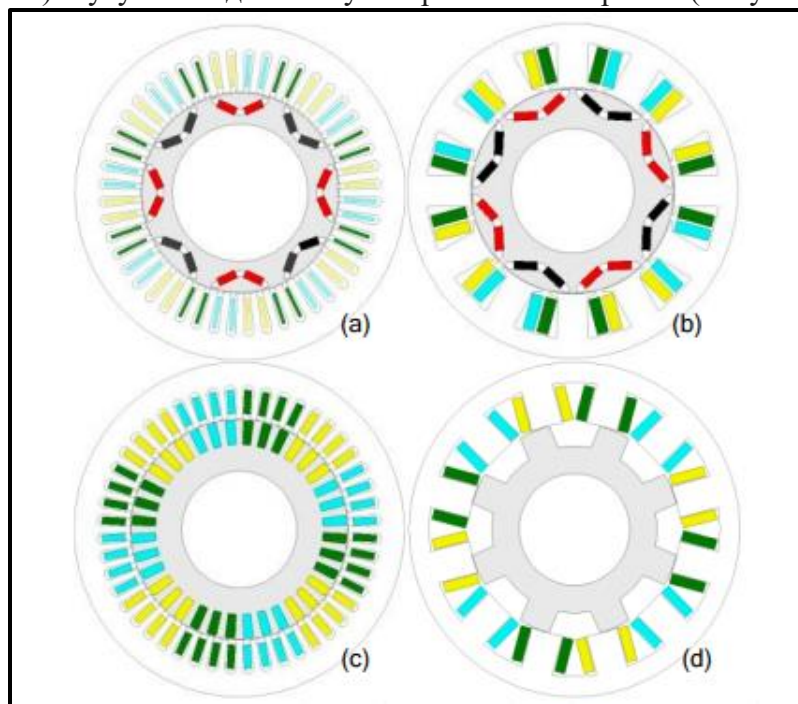


Рисунок 1 – Топологии роторов исследуемых тяговых машин: (а) синхронная с внутренними магнитами (IPM), (b) асинхронная (IM), (c) вентильно-индукторная (SRM) [7]

Однако массовое тиражирование данной технологии столкнулось с критической зависимостью от ресурсной базы. Высокоэффективные магниты на основе сплава неодим-

железо-бор (NdFeB) обладают высокой остаточной индукцией, но их коэрцитивная сила резко падает при повышении температуры. Для обеспечения термической стабильности и предотвращения необратимого размагничивания при рабочих температурах ТЭД (150–180°C) в состав сплава необходимо добавлять тяжелые редкоземельные элементы — диспрозий (Dy) и тербий (Tb) [22]. Цены на эти легирующие добавки подвержены экстремальным колебаниям, а их добыча монополизирована, что создает неприемлемые риски для цепочек поставок [22].

В сложившихся условиях наблюдается ренессанс классических асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (ИМ). Несмотря на меньшую удельную мощность по сравнению с PMSM (из-за наличия омических потерь в роторе и необходимости протекания намагничивающего тока), они обладают преимуществом низкой себестоимости и исключительной эксплуатационной надежности [7, 11]. ИМ являются предпочтительным выбором для тяжелого коммерческого транспорта (электробусы, грузовики), где требование длительного ресурса без обслуживания превалирует над компактностью [19]. Кроме того, они незаменимы в архитектуре e-AWD (полный привод), где основная ось работает постоянно, а вспомогательная подключается лишь ситуативно. Постоянные магниты PMSM создавали бы значительный тормозной момент и потери в стали при вращении на холостом ходу, в то время как асинхронный двигатель при снятии возбуждения вращается свободно [11].

Параллельно с этим наиболее активные научные изыскания ведутся в области машин, конструктивно исключая использование РЗМ. Синхронные реактивные машины (SynRM) генерируют момент исключительно за счет магнитной анизотропии ротора. Современные исследования подтверждают, что SynRM, усиленные недорогими ферритовыми магнитами (PМа-SynRM), способны вплотную приблизиться к характеристикам PMSM по удельной мощности [8]. Ключевой инженерной задачей здесь является оптимизация топологии ротора: создание множественных воздушных барьеров для максимизации отношения индуктивностей L_q/L_d . (Рисунок 2)

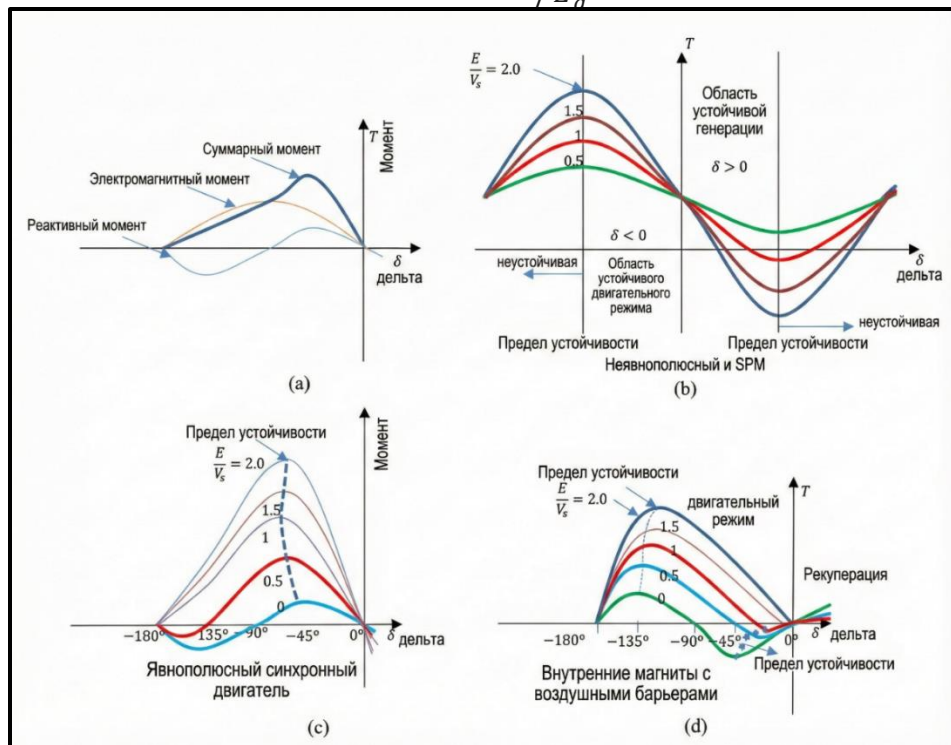


Рисунок 2 – Комплексное сравнение характеристик тяговых электрических машин по ключевым показателям [1]

В свою очередь, вентильно-индукторные двигатели (SRM) отличаются предельной простотой ротора (шихтованный пакет электротехнической стали без обмоток) и способностью работать при экстремальных температурах, недоступных для магнитных машин [7, 22]. Однако их широкому внедрению препятствуют высокий уровень акустического шума и значительные пульсации момента, вызванные дискретным характером переключения фаз и радиальными деформациями статора. Решение этих проблем требует применения сложных алгоритмов управления формой тока [4].

Определив оптимальную электромагнитную топологию, инженеры сталкиваются с задачей ее физической реализации, где происходит настоящая революция в технологиях изготовления обмоток. Традиционная насыпная обмотка из круглого провода исчерпала возможности по повышению плотности тока и вытесняется обмотками из прямоугольного проводника, известными как «hairpin» [21]. Переход на данную технологию продиктован необходимостью максимизации использования пазового пространства. Применение прямоугольного сечения позволяет довести коэффициент заполнения паза медью до 70–75%, тогда как для классической насыпной обмотки этот показатель редко превышает 45–50% (Рисунок 3) [21].

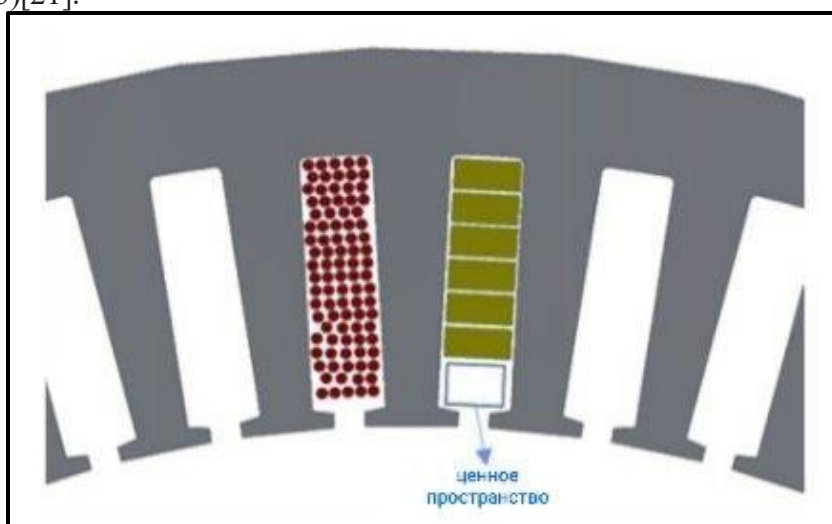


Рисунок 3 – Сравнение коэффициента заполнения паза: (а) традиционная насыпная обмотка, (б) обмотка прямоугольного сечения (hairpin) [21]

Увеличение сечения меди напрямую снижает омическое сопротивление обмотки по постоянному току (R_{dc}), что повышает КПД, особенно в режимах высоких нагрузок. Кроме того, упорядоченная структура обмотки существенно улучшает тепловой контакт проводников с пакетом статора, снижая эквивалентное тепловое сопротивление паза. Однако внедрение hairpin-технологии требует решения сложных электрофизических проблем. Массивные проводники прямоугольного сечения подвержены сильному влиянию скин-эффекта и эффекта вытеснения тока. С ростом частоты питания ток вытесняется к поверхности проводника, уменьшая его эффективное сечение и увеличивая сопротивление переменному току (R_{ac}). Соотношение R_{ac}/R_{dc} на частотах порядка 1 кГц может достигать значений 3–5, вызывая локальный перегрев обмотки [21].

Другим эффективным вектором повышения удельной мощности без увеличения материалоемкости является переход в область сверхвысоких скоростей. Если стандартом предыдущего десятилетия были скорости 10–12 тыс. об/мин, то современные разработки ориентированы на диапазон 20–30 тыс. об/мин и выше [16]. Уменьшение габаритов машины при той же мощности позволяет снизить массу автомобиля и освободить пространство для батареи. Реализация таких скоростей накладывает беспрецедентные требования на механическую прочность: центробежные силы требуют применения

удерживающих бандажей ротора из высокомодульного углеволокна или титановых сплавов [17]. Кроме того, рост частоты перемагничивания приводит к экспоненциальному росту потерь в стали, что вынуждает переходить на ультратонкую электротехническую сталь (толщиной 0,2–0,25 мм) с высоким содержанием кремния [16].

Лимитирующим фактором для долговременной мощности остается тепловое состояние машины, что стимулирует эволюцию систем терморегулирования. Традиционное жидкостное охлаждение корпуса исчерпало свой потенциал из-за высокого термического сопротивления пакета статора и изоляции [12]. Современные тренды смещаются в область прямого охлаждения активных частей. Наиболее перспективным является масляное спрей-охлаждение, подразумевающее установку форсунок, распыляющих диэлектрическое масло непосредственно на лобовые части обмотки — зоны с максимальным тепловыделением [15]. (Рисунок 4)

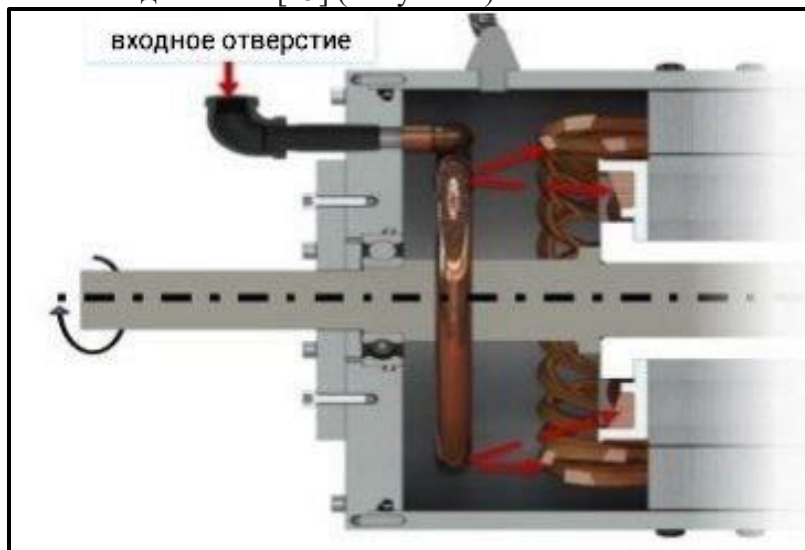


Рисунок 4 – Схема организации прямого струйного охлаждения лобовых частей обмотки [15]

Еще более радикальным решением является внутривоздушное охлаждение, когда каналы с жидкостью интегрируются непосредственно между проводниками в пазе статора, что позволяет повысить плотность тока до 25–30 А/мм² [14]. В машинах с высокой плотностью энергии критическим также становится охлаждение ротора путем введения хладагента в полый вал, что необходимо для защиты магнитов от перегрева и размагничивания [12, 13]. Для разработки таких систем применяются сложные математические модели, такие как LPTN (Lumped Parameter Thermal Network — тепловые схемы замещения) и CFD-моделирование [13].

Развитие ТЭД неразрывно связано с прогрессом в силовой электронике и вопросами акустического комфорта (NVH). Переход на широкозонные полупроводники (карбид кремния, SiC) позволяет повысить частоту коммутации инвертора до 20–50 кГц, снижая потери, но увеличивая стресс изоляции из-за высоких скоростей нарастания напряжения (dV/dt), что требует применения усиленной изоляции в hairpin-обмотках [21]. Современные стратегии управления, такие как МТРА (Maximum Torque Per Ampere — Максимальный крутящий момент на ампер) и МТРВ (Maximum Torque Per Voltage — Максимальный крутящий момент на единицу напряжения), позволяют максимально использовать потенциал машины, оптимизируя токи в осях d и q [6]. В ответственных применениях наблюдается переход к многофазным системам (5 и более фаз), которые сохраняют работоспособность даже при обрыве одной или нескольких фаз и характеризуются сниженными пульсациями момента [20].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ зарубежных подходов к проектированию тяговых электрических машин свидетельствует о том, что эпоха простых решений завершается. Дальнейший рост эффективности требует комплексного, мультифизического подхода. Будущее перспективных тяговых приводов связано с отказом от традиционных конструкций, что возведет технологии SynRM и SRM в лидеры массового сегмента [8, 22]. В серийном производстве hairpin-обмотки занимают лидирующие позиции благодаря своей высокой степени автоматизации и отличным тепловым характеристикам, что делает их беспроблемным выбором [21]. Для повышения удельной мощности планируется увеличить частоту вращения двигателя и осуществить глубокую интеграцию двигателя с редуктором и инвертором в единый компонент - e-axle [16]. Высокомощные машины в будущем неизбежно будут оснащаться системами прямого масляного охлаждения, что позволит преодолеть существующие тепловые ограничения [14, 15].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gund, M., et al. "Landscaping and Review of Traction Motors for Electric Vehicle Applications". (2021). IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)
2. Zhu, Z. Q., and D. Howe. "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles". (2007). Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4
3. Husain, I., et al. "Electric Drive Technology Trends, Challenges, and Opportunities for Future Electric Vehicles". (2021). Proceedings of the IEEE, vol. 109, no. 6
4. Kumar, L., and S. Jain. "Configurations and Control of Traction Motors for Electric Vehicles: A Review". (2017). Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 3, no. 3
5. El-Refaie, A. M. "Motors for Electric Propulsion: A Review of the State of the Art and Future Trends". (2020). IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, no. 5
6. Matthew Liam De Klerk, Akshay Kumar Saha. "A Comprehensive Review of Advanced Traction Motor Control Techniques Suitable for Electric Vehicle Applications". (2021). IEEE.
7. Zhi Yang, Fei Shang, Ian P. Broen, Mahesh Krishnamurthy. "Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications". (2015). IEEE vol. 1, no. 3
8. Kärkkäinen, H., et al. "Comparison of PMSM versus PMA-SynRM and IM from an Optimized Electric Vehicle Powertrain Perspective". (2023). IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)
9. Pellegrino, G., et al. "Comparative Evaluation of Machines for Electric and Hybrid Vehicles Based on Dynamic Operation and Loss Minimization". (2012). IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6
10. Saha, A., et al. "A Comparative Study of Different Electric Vehicle Motor Drive Systems under Regenerative Breaking Operations". (2022). IEEE Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)
11. Zeraouia, M., et al. "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study". (2006). IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, no. 6
12. Nell, S., et al. "A Comprehensive Review of Thermal Design and Analysis of Traction Motors". (2019). International Conference on Electrical Machines (ICEM)
13. Zhang, Y., et al. "High-fidelity Lumped-parameter Thermal Models for Assessing Cooling Techniques of PMSMs in EV Applications". (2024). IEEE Transactions on Transportation Electrification

14. Ponomarev, P., et al. "Performance of a Direct-Liquid-Cooled Motor in an Electric Bus Under Different Load Cycles". (2019). IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 2
15. Gai, Y., et al. "Cooling of Automotive Traction Motors: Schemes, Examples, and Computation Methods – A Review". (2019). IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 3
16. Gerada, D., et al. "High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments". (2014). IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 6
17. Li, L., et al. "High Speed Electric Machines — Challenges and Design Considerations". (2016). IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)
18. Madonna, V., et al. "A Review of Motors With Reconfigurable Windings for Automotive Traction Drives". (2024). IEEE Access, vol. 12
19. Hamiti, T., et al. "A Review on Different Aspects of Traction Motor Design for Railway Applications". (2020). International Conference on Electrical Machines (ICEM)
20. Popescu, M., et al. "Design, Modelling, and Performance Comparison of Five-Phase PMSM Drive". (2024). IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM)
21. Dannier, A., et al. "Hairpin Winding Technology for Electric Traction Motors: Design, Prototyping, and Connection Rules". (2022). International Conference on Electrical Machines (ICEM)
22. Riba, J.-R., et al. "Rare-earth-free propulsion motors for electric vehicles: A technology review". (2016). Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 57

Мусин Р. М., Байбурун А. Р.

musin.rasull@mail.ru, amirhanbajburin382@gmail.com

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРНЫЕ УСТАНОВКИ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И БПЛА ОБЗОР ТОПОЛОГИЙ И СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ

Аннотация: в статье представлен всесторонний обзор современного состояния и перспектив развития стартер-генераторных установок (СГУ) для концепции «Более электрического самолета» (МЕА) и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). На основе анализа актуальных исследований проведено сравнение ключевых топологий электрических машин: синхронных машин с обмоткой возбуждения (WRSM), машин с постоянными магнитами (PMSM), вентильно-индукторных машин (SRM) и гибридных конструкций. Особое внимание уделено проблемам высоковольтной изоляции в условиях пониженного давления, вопросам отказоустойчивости силовых преобразователей, а также передовым системам термоменеджмента, включая струйное масляное охлаждение и использование тепловых трубок. Выявлены основные тренды в проектировании высокоскоростных безподшипниковых генераторов и интеграции СГУ в силовые установки на топливных элементах.

Ключевые слова: стартер-генератор, более электрический самолет, БПЛА, PMSM, SRM, WRSM, система охлаждения, высоковольтная изоляция, термоменеджмент.

STARTER-GENERATOR UNITS FOR ADVANCED AIRCRAFT AND UAVS: A REVIEW OF TOPOLOGIES AND COOLING SYSTEMS

Abstract: This paper presents a comprehensive review of the current state and prospects of starter-generator (S/G) units for the More Electric Aircraft (MEA) concept and Unmanned Aerial Vehicles (UAVs). Based on the analysis of current research, a comparison of key electrical machine topologies is conducted: Wound Rotor Synchronous Machines (WRSM), Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM), Switched Reluctance Machines (SRM), and hybrid designs. Special attention is paid to high-voltage insulation issues under low pressure conditions, fault tolerance of power converters, and advanced thermal management systems, including oil spray cooling and heat pipes. Key trends in the design of high-speed bearingless generators and the integration of S/G into fuel cell power units are identified.

Key words: starter-generator, more electric aircraft, UAV, PMSM, SRM, WRSM, cooling system, high voltage insulation, thermal management.

ВВЕДЕНИЕ

Современная авиационная промышленность переживает фундаментальную трансформацию, связанную с активным переходом к концепции «Более электрического самолета» (More Electric Aircraft — MEA) и, в перспективе, к созданию «Полностью электрического самолета» (All Electric Aircraft — AEA). Основной движущей силой и целью данной эволюции является существенное снижение расхода топлива, минимизация выбросов парниковых газов и общее повышение эксплуатационной эффективности воздушных судов за счет планомерной замены тяжелых и сложных в обслуживании гидравлических и пневматических систем на их электрические аналоги [1, 14]. Подобная модернизация неизбежно ведет к беспрецедентному росту потребления бортовой электроэнергии: если в традиционных самолетах узкофюзеляжного типа суммарная мощность генераторов составляла десятки киловатт, то перспективные платформы требуют энергетических установок мегаваттного уровня.

Параллельно с развитием гражданской авиации бурное развитие наблюдается в секторе беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Для тяжелых БПЛА, которые все чаще оснащаются поршневыми или гибридными силовыми установками, критически важным узлом становится интегрированный стартер-генератор (СГУ) [4, 17]. Это устройство должно обеспечивать надежный запуск двигателя внутреннего сгорания и последующую эффективную генерацию энергии для питания полезной нагрузки. Требования к таким системам становятся все более жесткими и включают высокую удельную мощность, максимальную компактность, исключительную надежность и способность стабильно работать в широком диапазоне температур и высот. В рамках данной статьи проводится системный анализ различных топологий электрических машин, применяемых в качестве СГУ, рассматриваются как традиционные синхронные машины, так и перспективные решения на постоянных магнитах и реактивные машины. Отдельное внимание уделяется критическим вызовам отрасли: обеспечению надежности изоляции при повышении бортового напряжения, защите от отказов и внедрению инновационных методов охлаждения, необходимых для снятия высоких тепловых нагрузок в ограниченных объемах.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Анализ текущего состояния отрасли показывает, что переход к МЕА требует кардинального пересмотра архитектуры систем электроснабжения (СЭС). Традиционные низковольтные системы постоянного тока 27 В и переменного тока 115 В/400 Гц постепенно уступают место новым высоковольтным стандартам, таким как 270 В DC, +/- 270 В DC и переменному току переменной частоты в диапазоне 360–800 Гц [2, 14]. Такое изменение стандартов позволяет существенно снизить массу кабельной сети, что критично для авиации, однако это накладывает новые, более жесткие ограничения на конструкцию генераторов и силовых преобразователей. Кроме того, в современной литературе [17] отмечается значительный рост интереса к гибридным энергетическим системам на основе топливных элементов для БПЛА, где СГУ начинает играть роль не просто источника энергии, а буфера и регулятора мощности, что требует разработки специальных стратегий управления.

Фундаментальным этапом при проектировании любой СГУ является обоснованный выбор топологии электрической машины. На сегодняшний день в авиации сложилось несколько основных направлений развития электромеханических преобразователей. Синхронные машины с обмоткой возбуждения (WRSM), и в частности машины с трехкаскадной системой возбуждения, остаются стандартом де-факто благодаря своей многолетней проверенной надежности и уникальной возможности безопасного регулирования напряжения [2]. Основным эксплуатационным преимуществом WRSM является возможность полного снятия возбуждения в случае короткого замыкания, что позволяет локализовать аварию и предотвратить фатальные последствия. Однако использование классических WRSM в стартерном режиме сопряжено с техническими сложностями. Поскольку основной возбудитель обычно функционирует как «вывернутая» синхронная машина, при нулевой скорости вращения он физически не может навести ток в роторе основного генератора. Для решения этой проблемы в недавних исследованиях [8] был предложен метод активного управления возбуждением, при котором в статорную обмотку возбудителя подается переменный ток от инвертора. Это создает пульсирующее магнитное поле, индуцирующее ток в роторе даже на стоянке, что позволяет развивать необходимый стартовый момент без применения ненадежных щеточных узлов. Тем не менее, наличие сложной конструкции ротора с вращающимися диодами ограничивает предельную скорость вращения и удельную мощность WRSM.

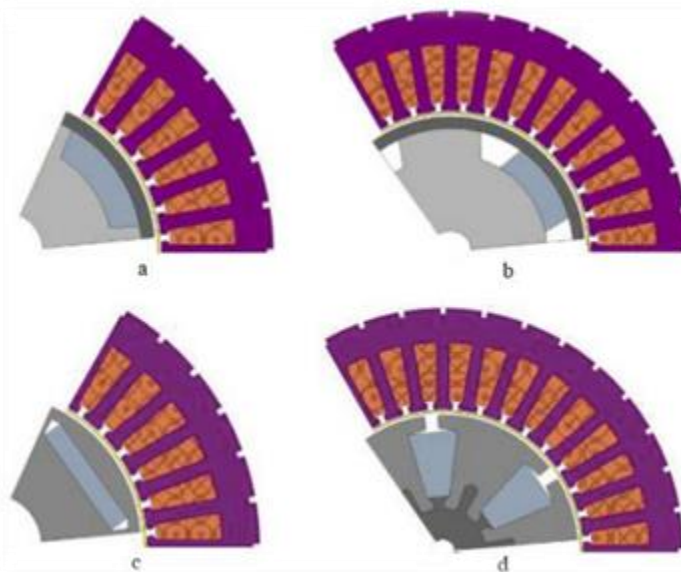


Рисунок 1 – Структурная схема системы активного управления возбуждением трехкаскадного синхронного стартер-генератора. [8]

В качестве альтернативы, обеспечивающей наивысшие показатели удельной мощности и КПД, все чаще рассматриваются машины с постоянными магнитами (PMSM), которые становятся фаворитами для БПЛА и перспективных электрических самолетов. В научной литературе [5] проводится детальный сравнительный анализ роторов с поверхностным монтажом магнитов (SPM) и конструкций с концентрацией потока (Spoke-type). Исследования показывают, что конструкция Spoke позволяет получить большую магнитную индукцию в зазоре, однако она требует сложного механического удержания магнитов на высоких скоростях вращения. Для специфических применений, где требуется прямой привод от ДВС (например, в гибридных БПЛА), весьма перспективной является топология с внешним ротором. Как демонстрируется в работе [12], внешний ротор обеспечивает повышенный инерционный момент, что крайне полезно для сглаживания пульсаций крутящего момента поршневого двигателя, а также позволяет разместить магниты на большей площади, увеличивая выходной момент. Однако главным недостатком PMSM остается невозможность аварийного гашения магнитного поля. При возникновении межвиткового КЗ ток ограничивается только внутренним импедансом машины, что создает риск перегрева и пожара. Для минимизации этого риска инженеры предлагают проектировать машины с высоким реактивным сопротивлением или использовать многофазные обмотки (например, двойную трехфазную звезду), которые, как отмечено в [3] и [7], позволяют электрически изолировать поврежденную фазу и продолжать работу с пониженной мощностью.

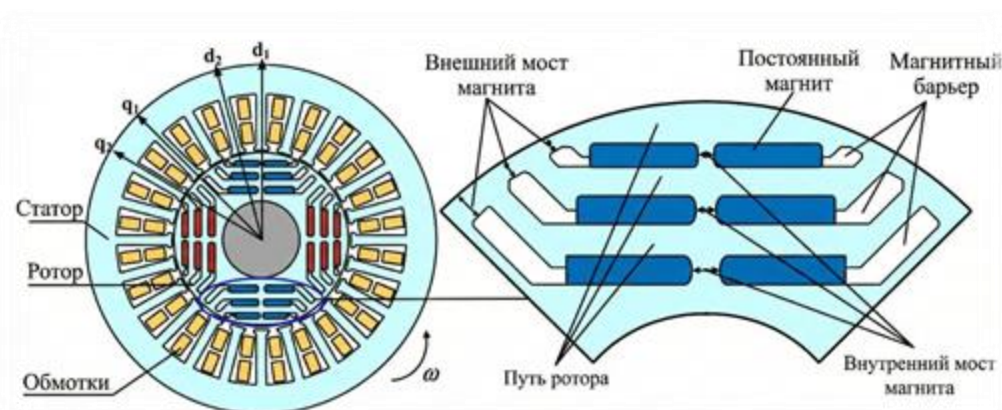


Рисунок 2 – Сравнительный анализ поперечных сечений высокоскоростных роторов синхронных машин с постоянными магнитами для авиационных стартер-генераторов: а) поверхностный монтаж с полюсными наконечниками, б) последовательные полюса, в) встроенные магниты, г) спицевая конструкция. [5]

В условиях, требующих исключительной механической прочности и термостойкости, отдельного рассмотрения заслуживают вентильно-индукторные машины (SRM). Полное отсутствие магнитов и обмоток на роторе позволяет таким машинам функционировать при температурах, недоступных для PMSM (вплоть до 350°C и выше), что делает их идеальными кандидатами для встраивания непосредственно в горячую зону газотурбинных двигателей [10]. Современные разработки, такие как описанная в [9] двухканальная система SRM, предлагают высочайший уровень резервирования: каждая половина машины питает свою нагрузку, и при отказе одного канала второй продолжает функционировать. Несмотря на то, что интегрированные системы стартер-генератора SRM для БПЛА демонстрируют очевидные преимущества [4], они страдают от присущих данной топологии недостатков — высоких пульсаций момента и акустического шума. Кроме того, управление SRM требует специфических преобразователей (например, на базе

асимметричного моста), что увеличивает количество силовых ключей и усложняет систему управления. Однако для жестких условий эксплуатации, где приоритетами являются надежность и низкая стоимость, SRM остаются конкурентоспособным решением.

Стремление объединить достоинства различных типов электрических машин привело к активному развитию гибридных и безподшипниковых топологий. В частности, детально исследуются стартер-генераторы типа PMSynR (синхронно-реактивная машина с помощью магнитов) [6]. В таких машинах магниты встроены в ротор таким образом, чтобы создавать и реактивный, и активный моменты, что позволяет снизить объем используемых дорогостоящих редкоземельных материалов. Критически важно, что высокое индуктивное сопротивление такой конструкции позволяет уменьшить ток КЗ до безопасных значений (менее номинального тока). Еще одним прорывным направлением являются безподшипниковые генераторы (Bearingless Generators), рассмотренные в [18]. В этих инновационных машинах магнитное поле статора используется не только для создания крутящего момента, но и для магнитной левитации ротора. Это позволяет полностью устранить механические подшипники — один из самых ненадежных элементов высокоскоростных машин, требующий регулярной смазки и обслуживания, открывая путь к созданию сверхвысокоскоростных генераторов (до 100 000 об/мин) с высочайшим ресурсом.

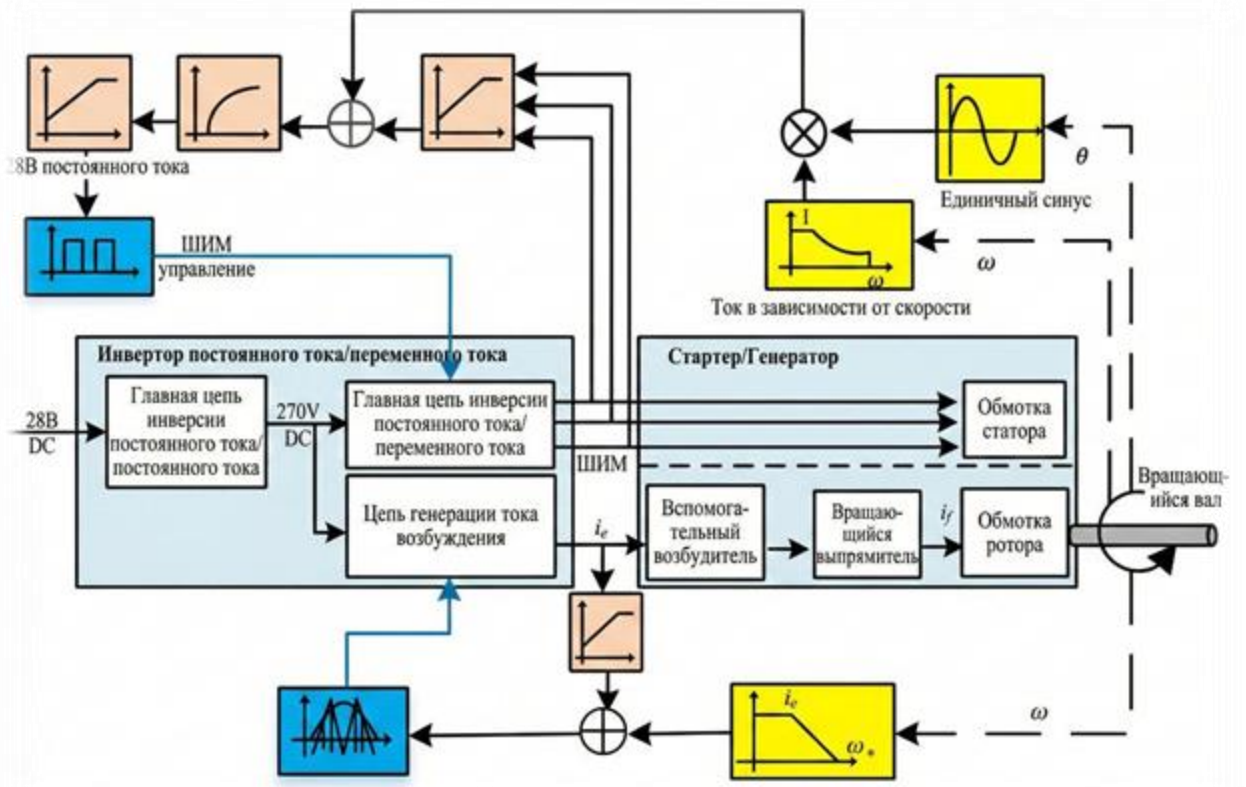


Рисунок 3 – Топологическая схема дублированной трехфазной синхронно-реактивной машины с помощью постоянных магнитов. [6]

Помимо выбора топологии, важнейшими аспектами проектирования являются проблемы надежности и изоляции. Повышение рабочего напряжения в авиации сталкивается с фундаментальными физическими ограничениями, описываемыми законом Пашена. С увеличением высоты полета электрическая прочность воздуха неизбежно падает, что резко повышает риск возникновения частичных разрядов (ЧР) и пробоя изоляции [13]. Традиционные системы изоляции, рассчитанные на наземное применение,

быстро деградируют в условиях МЭА под воздействием низкого давления и высоких частот переключения ШИМ. Исследования подчеркивают необходимость применения новых изоляционных материалов с нанонаполнителями, устойчивыми к эрозии от ЧР, а также пересмотра стандартов на изоляционные зазоры и пути утечки. Не менее критична надежность силовой электроники: анализ мод отказов авиационных конвертеров [15] показывает, что термоциклирование является основной причиной деградации паяных соединений и кристаллов IGBT/SiC модулей. В качестве решения предлагаются методы активного управления тепловыми режимами и использование отказоустойчивых топологий преобразователей (например, многоуровневых инверторов), способных функционировать даже при выходе из строя отдельных ключей.

Рост удельной мощности СГУ невозможен без эффективных систем охлаждения и термоменеджмента. Плотность тока в обмотках современных авиационных машин уже достигает 20–30 А/мм², что требует неизбежного перехода от воздушного к жидкостному охлаждению. Особую популярность набирает струйное масляное охлаждение (Oil Spray Cooling): исследования [1, 16] подтверждают высокую эффективность прямого напыления масла на лобовые части обмоток, что особенно актуально для обмоток типа «шпилька» (hairpin), имеющих высокую плотность заполнения паза. Эксперименты показывают, что такой подход позволяет поддерживать равномерное распределение температуры, избегая возникновения локальных точек перегрева (hotspots). Другим инновационным методом [12] является охлаждение с фазовым переходом: для машин с внешним ротором предложено внедрение тепловых трубок в пазы статора, которые отводят тепло от центра обмотки к внешнему теплообменнику. Это решение значительно снижает перепад температур внутри паза без непосредственного контакта хладагента с проводниками. Развивается и предиктивный термоменеджмент [11]: системы управления начинают использовать термомагнитную связь для прогнозирования потерь, регулируя поток охлаждающей жидкости в реальном времени для оптимизации КПД и предотвращения перегрева в переходных режимах.

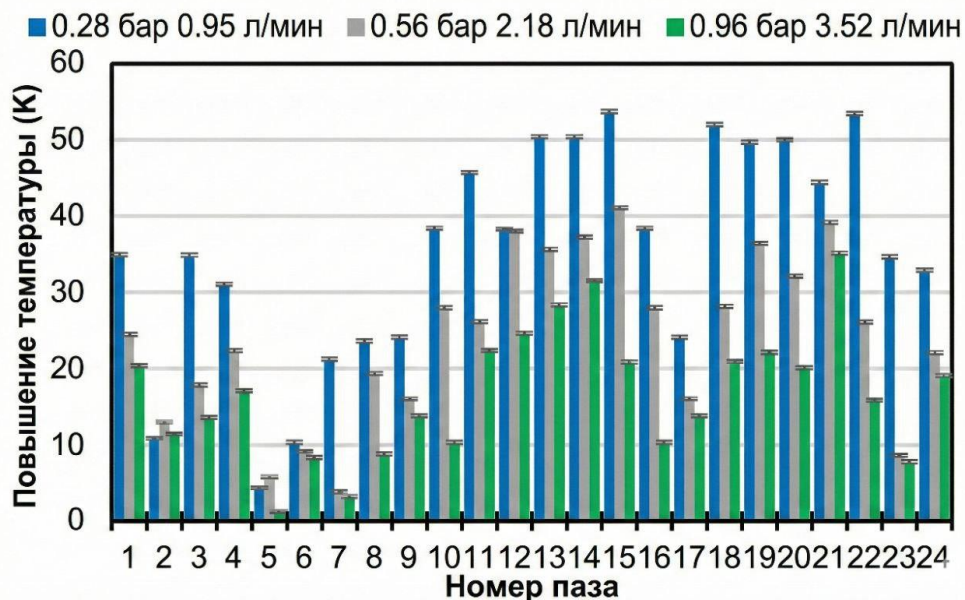


Рисунок 4 – Экспериментальное распределение превышения температуры по лобовым частям обмотки статора при струйном масляном охлаждении. [16]

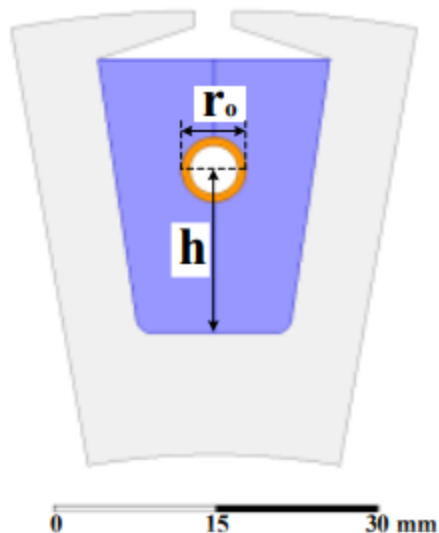


Рисунок 5 – Концепция косвенного жидкостного охлаждения статора с использованием интегрированных тепловых трубок. [12]

Наконец, для достижения высоких характеристик применяются не только новые типы машин, но и передовые топологии обмоток и материалы. Использование электротехнической стали с низкими потерями (например, Arnon 5 или кобальтовых сплавов) становится критичным для высокочастотных машин [18]. Обмотки с прямоугольным проводом (hairpin) обеспечивают коэффициент заполнения паза до 70%, однако на высоких частотах (более 1 кГц) в них возникают значительные потери от скин-эффекта и эффекта близости, что требует тщательного моделирования и, в некоторых случаях, возврата к использованию литцендрата.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итог анализу 18 научных источников, можно констатировать, что развитие стартер-генераторных установок для авиации движется по пути непрерывного повышения удельной мощности и функциональной интеграции. В части топологий наблюдается четкое разделение сфер применения: классические WRSM сохраняют свои позиции в большой авиации, тогда как в сегменте БПЛА и малой авиации происходит явный сдвиг в сторону высокоэффективных PMSM и гибридных машин типа PMaSynR, а SRM рассматриваются как надежное нишевое решение для экстремальных температурных условий. В вопросах безопасности ключевым направлением исследований становится обеспечение отказоустойчивости машин с постоянными магнитами за счет многофазности и гибридного возбуждения, а также решение проблем высоковольтной изоляции на больших высотах. Очевидно, что традиционное воздушное охлаждение исчерпало свои возможности, и будущее отрасли за интегральными системами жидкостного охлаждения, такими как масляный спрей или затопленный статор, в сочетании с элементами активного термоменеджмента. Перспективы дальнейшего развития неразрывно связаны с внедрением технологий безподшипниковых машин и использованием широкозонных полупроводников (SiC/GaN) в блоках управления, что позволит в ближайшем будущем преодолеть существующие технологические барьеры удельной мощности, необходимые для реализации концепции полностью электрических самолетов. Результаты данного обзора могут служить фундаментом при выборе архитектуры СГУ для перспективных отечественных разработок в области беспилотной и пилотируемой авиации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Nøland J. K., Leandro M., Suul J. A., Molinas M. High-Power Machines and Starter-Generator Topologies for More Electric Aircraft: A Technology Outlook // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 130104-130123.
2. Zhang Z., Li J., Liu Y., Xu Y., Yan Y. Overview and Development of Variable Frequency AC Generators for More Electric Aircraft Generation System // Chinese Journal of Electrical Engineering. 2017. Vol. 3, No. 2. P. 33-40.
3. Zhang Z., Huang J., Jiang Y., Geng W., Xu Y. Overview and Analysis of PM Starter/Generator for Aircraft Electrical Power Systems // CES Transactions on Electrical Machines and Systems. 2017. Vol. 1, No. 2. P. 117-131.
4. Zhao E., Song S., Ma Z., Zhang X., Ning L., Liu Y. Design and Initial Testing of An Integrated Switched Reluctance Starter/Generator System for Unmanned Aerial Vehicle // CES Transactions on Electrical Machines and Systems. 2018. Vol. 2, No. 4. P. 377-382.
5. Arumugam P., Dusek J., Aigbomian A., Wakil G., Bozhko S., Hamiti T., Gerada C. Comparative Design Analysis of Permanent Magnet Rotor Topologies for an Aircraft Starter-Generator // 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). 2014. P. 273-278.
6. Guo H., He X., Xu J., Tian W., Sun G., Ju L., Li D. Design of an Aviation Dual-Three-Phase High-Power High-Speed Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Starter-Generator With Antishort-Circuit Ability // IEEE Transactions on Power Electronics. 2022. Vol. 37, No. 10. P. 12619-12635.
7. Zhang G. H., Ma C. Q., Sun H. Y., Zhang L. F., Liu L., Wang K. Optimization Design of Interior PM Starter-Generator // 2017 IEEE.
8. Yang J., Xu H., Yang Z. An Active Control Excitation Method of Three-stage Brushless Synchronous Starter/Generator in Electric Starting Mode for MEA // IEEE Access. 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3102049.
9. Radun A. V., Ferreira C. A., Richter E. Two-Channel Switched Reluctance Starter/Generator Results // IEEE Transactions on Industry Applications. 1998. Vol. 34, No. 5.
10. Hall R., Jack A. G., Mecrow B. C. Design and Initial Testing of an Outer Rotating Segmented Rotor Switched Reluctance Machine for an Aero-engine Shaft-Line-Embedded Starter / Generator.
11. Dong T., Zhu C., Zhou F., Zhang H., Lu F., Zhang X. Innovated Approach of Predictive Thermal Management for High-Speed Propulsion Electric Machines in More Electric Aircraft // IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2020.
12. Geng W., Zhu T., Li Q., Zhang Z. Windings Indirect Liquid Cooling Method for a Compact Outer-Rotor PM Starter/Generator with Concentrated Windings // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2021.
13. Borghei M., Ghassemi M. Insulation Materials and Systems for More and All-Electric Aircraft: A Review Identifying Challenges and Future Research Needs // IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2021.
14. Barzkar A., Ghassemi M. Electric Power Systems in More and All Electric Aircraft: A Review // IEEE Access. 2020.
15. Harikumar J., Buticchi G., Migliazza G., Madonna V., Giangrande P., Costabeber A., Wheeler P., Galea M. Failure Modes and Reliability Oriented System Design for Aerospace Power Electronic Converters // IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society. 2021.
16. Liu C., Xu Z., Gerada D., Zhang F., Chong Y. C., Michon M., Goss J., Gerada C., Zhang H. Experimental Investigation of Oil Jet Cooling in Electrical Machines with Hairpin Windings // IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2022.
17. Xu L., Huangfu Y., Ma R., Xie R., Song Z., Zhao D., Yang Y., Wang Y., Xu L. A Comprehensive Review on Fuel Cell UAV Key Technologies: Propulsion System, Management Strategy, and Design Procedure // IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2022.
18. Ahmed I., Severson E. L. Bearingless Generator Design and Optimization for High-Speed Applications // 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2021.

*Нестеров К. М.
kmnesterov@mail.ru*

*Абуайяш А. М. М.
adhamabuayash4@gmail.com*

*Шарафутдинов А. В.
kmnesterov@mail.ru*

*Нестеров Н. К.
nesterovnk@mail.ru*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа, Россия

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ И ПРОЧНОСТНЫХ СВОЙСТВ СТАЛИ 30ХГСА ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В КОНСТРУКЦИЯХ РОТОРОВ СИНХРОННЫХ МАШИН

Аннотация: Представлено исследование магнитных и прочностных свойств стали 30ХГСА для применения в конструкциях роторов синхронных машин. Термическая обработка стали позволяет достигать разнофазности структуры в материале детали (на примере ротора), что в свою очередь дает возможность управлять балансом свойств "прочность - магнитные свойства".

Основным подходом в данной статье является экспериментальное исследование. В результате работы получены практические режимы обработки стали 30ХГСА, для достижения заданных значений прочности, магнитной проницаемости и коэрцитивной силы.

Приведенный материал будет полезен отечественным разработчикам электрических машин.

Ключевые слова: магнитопровод, электротехническая сталь, синхронный электродвигатель, технология изготовления, потребительские характеристики, экспериментальное исследование, прочность, магнитная проницаемость, коэрцитивная сила.

*Nesterov K. M
kmnesterov@mail.ru*

*Abuayyash A. M. M.
Adhamabuayash4@gmail.com*

*Sharafutdinov A. V.
kmnesterov@mail.ru*

*Nesterov N. K.
nesterovnk@mail.ru*

Ufa University of Science and Technology, Ufa, Russia

STUDY OF MAGNETIC AND STRENGTH PROPERTIES OF 30KhGSA STEEL FOR USE IN ROTOR STRUCTURES OF SYNCHRONOUS MACHINES

Abstract: This paper presents a study of the magnetic and strength properties of 30KhGSA steel for use in synchronous machine rotor designs. Heat treatment of the steel allows for multi-phase structure in the component material (e.g., rotor), which in turn enables the control of the balance between strength and magnetic properties.

The primary approach in this paper is an experimental study. As a result, practical processing

conditions for 30KhGSA steel were developed to achieve specified values of strength, magnetic permeability, and coercivity.

The presented material will be useful to domestic developers of electrical machines.

Keywords: magnetic core, electrical steel, synchronous electric motor, manufacturing technology, consumer characteristics, experimental study, strength, magnetic permeability, coercive force.

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время, в конструкциях роторов синхронных машин всё чаще используются мощные постоянные магниты, которые уложены в пазы (рис 1). В процессе работы на ротор действуют центробежные силы, как от массы магнитов, так и от массы ротора. Предельная эксплуатация, усталость материала могут привести к поломке.

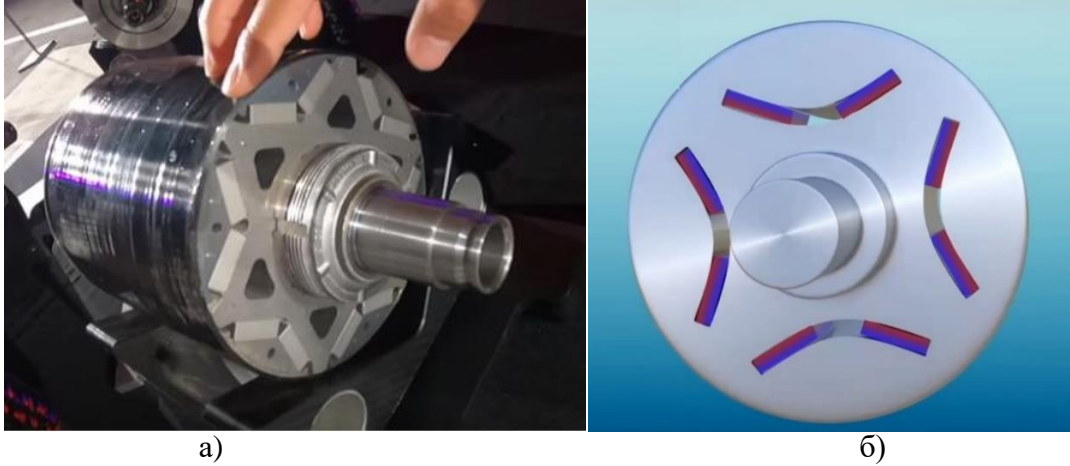


Рисунок 1 – Конструкции роторов синхронной электрической машины.



Рисунок 2 – Ротор синхронной электрической машины: а – структура магнитопровода; б – лист набора ротора, [1]

Перед конструкторами стоит сложная задача выбора прочного материала с удовлетворяющими магнитными свойствами, причём в данных конструкциях существуют участки (рис. 1в), которые собой замыкают магнитные потоки, что не желательно. Поэтому,

конструктивно эти участки делают с маленьким сечением (рис. 1в, 2б), это ещё ослабляет конструкцию и, в целом, накладывает ограничение на эксплуатационные характеристики электрической машины. Таким образом, конструктив требует разнородность свойств одного материала в разных объёмах ротора, магнитная проницаемость, которых, должна значительно различаться.

Для решения проблемы, предлагается использовать разнофазность структуры в материале ротора, что в целом, приведет к повышению КПД и удельной мощности электрической машины. Достижение разнофазности структуры достигается методом термической обработки углеродистой стали, - закалкой: для закаленных и незакаленных участков материала магнитная проницаемость и коэрцитивная сила различаются; закаленные участки имеют более высокую коэрцитивную силу и пониженную магнитную проницаемость по сравнению с незакаленными.

Целью данного исследования являлась проверка управления балансом свойств: "прочность - магнитные свойства" в стали 30ХГСА, для возможности применения в конструкциях роторов. Поставлены **задачи**: Исследовать прочность и магнитные свойства стали 30ХГСА в зависимости от термической обработки. И выработать практические рекомендации использования стали 30ХГСА, для применения в конструкциях роторов синхронных машин как двухфазного материала.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Магнитные свойства структур в сталях после закалки

Аустенитная сталь (или остаточный аустенит) в основном немагнитна при комнатной температуре из-за своей гранецентрированной кубической структуры, которая препятствует выравниванию спинов электронов, но может становиться слабомагнитной или магнитной после холодной обработки (гибки, штамповки), так как часть аустенита превращается в магнитный мартенсит. Легирование никелем и хромом стабилизирует эту немагнитную фазу, но механические напряжения могут изменить её структуру, вызывая намагничивание

Феррит стали — фаза стали, содержащая железо и углерод, которая обладает ферромагнитными свойствами, то есть легко намагничивается и сохраняет намагниченность, особенно в мартенситном состоянии.

Мартенсит стали обладает сильными магнитными свойствами, так как представляет собой ферромагнитную фазу с упорядоченной кристаллической решеткой, является ферромагнетиком.

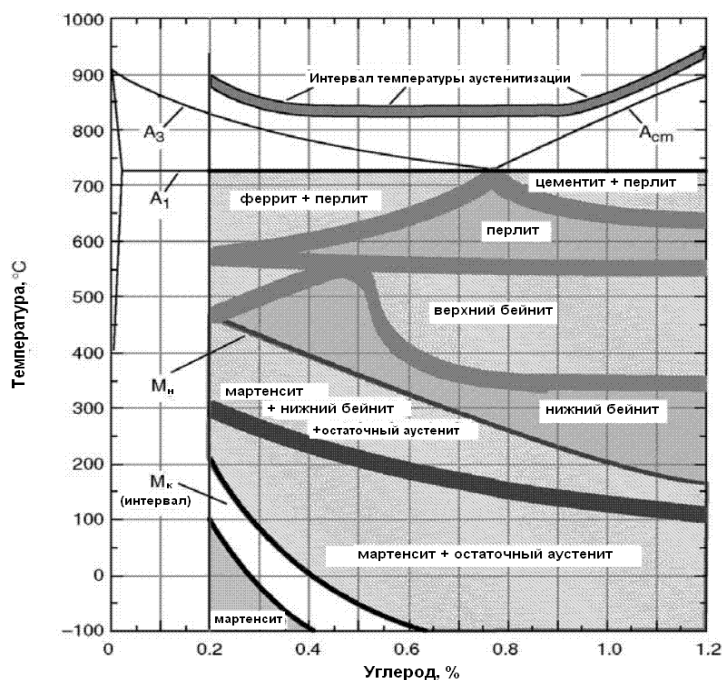


Рисунок 3 – Совмещённые диаграммы железо-углерод и фазовых состояний, достигаемых термической обработкой [2].

Процесс обработки стали активной части ротора

Процесс обработки стали ротора для получения разнофазности состоит из следующих основных этапов:

- 1 – Закалка не шихтованной заготовки (ротора) в масло с температуры 880 ± 10 С;
- 2 – Высокий отпуск 450 ± 10 С;
- 3 – Шихтование;
- 4 – Локальная закалка токами высокой частоты (ТВЧ) на максимальную долю остаточного аустенита листов набора ротора;
- 5 – Низкий отпуск при температуре $140^\circ - 200^\circ$ С. Здесь под отпуском понимается операция нагрева закалённой (перезакалённой) стали до определённой температуры с целью уменьшения внутренних напряжений, увеличения ударной вязкости;
- 6 – Изоляционная окраска;
- 7 – Сборка ротора.

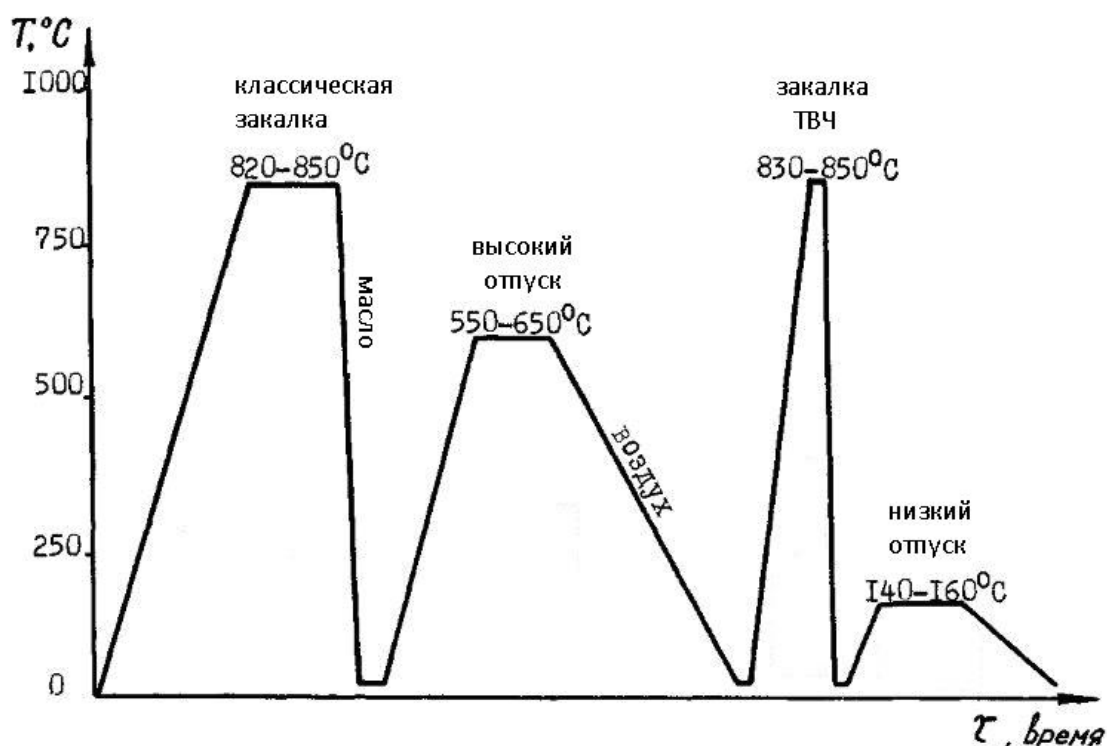


Рисунок 4 – Общая схема процесса термической обработки [3-5].

Закалка ТВЧ — это метод местной (поверхностной) термообработки, при котором стальную деталь нагревают токами высокой частоты и быстро охлаждают, чтобы создать очень твердый, прочный слой (1-5 мм), сохраняя при этом вязкую, не закаленную сердцевину. Процесс повышает прочность и твердость за счет появления аустенита (остаточного). ТВЧ-закалка отличается высокой скоростью, локальностью нагрева, экологичностью и автоматизацией (рис. 5):

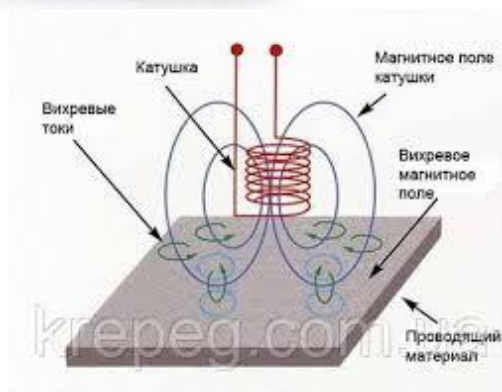
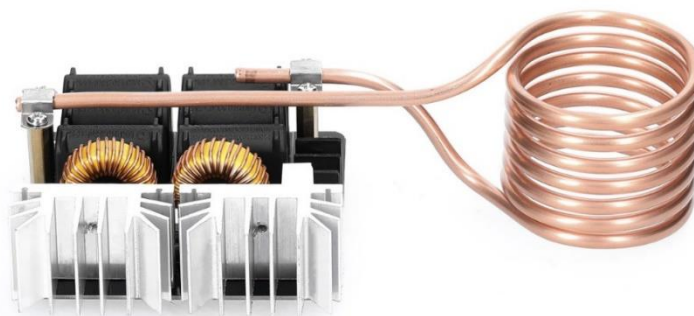


Рисунок 5 – Термическая обработка ТВЧ [5].

При нагреве ТВЧ используется явление индукции и поверхностного распределения индуцированного тока в детали. Деталь подносится к индуктору (соленоид), представляющий один или несколько витков пустотелой водоохлаждаемой медной трубки. При пропускании через индуктор переменного тока высокой частоты создается магнитное поле, вызывающее появление в обрабатываемой детали индуцированного тока той же частоты, но обратного направления. Индуцированный ток вызывает разогрев. Особенностью индуктивного тока является его неодинаковая плотность по сечению изделия. В основном ток концентрируется в поверхностном слое изделия.

Для поверхностной индукционной закалки применяют конструкционные стали, под которыми понимаются стали, широко используемые в машиностроении для изготовления деталей механизмов и конструкций, содержащие не более 0,6% С (40, 45, 40Х, 45Х, 40ХН и др.), и они могут быть как углеродистыми, так и легированными: Деталь после закалки имеет высокую твердость (HRC 50...60), сопротивляемость износу и не склонна к хрупкому разрушению [5].

Сталь 30ХГСА

Основные характеристики и свойства:

Маркировка: 30 (0,30% углерода), Х (хром 1%), Г (марганец 1%), С (кремний 1%), А (высококачественная, низкое содержание серы (не более 0,025%)/фосфора(не более 0,025%)), меди (не более 0,025%).

Сталь 30ХГСА (известная как «хромансиль») — это высококачественная конструкционная легированная сталь, применяемая для изготовления высокопрочных, ответственных деталей в авиации, машиностроении и ОПК (валы, оси, шестерни, сварные конструкции). Отличается высокой прочностью (до 2800 МПа), ударной вязкостью и износостойкостью. Хорошо работает при низких температурах и знакопеременных нагрузках. Поставляется в виде сортового проката, листов, труб и поковок. Способна к закалке ТВЧ. Обладает хорошей свариваемостью стабильностью свойств в рабочем диапазоне температур.

Методики

Высококачественная конструкционная легированная сталь 30ХГСА не относится ни

к прецизионным, ни к магнитомягким, тем не менее, исследование магнитных характеристик были проведены «классически» ваттамперным методом, согласно и с учетом следующих стандартов:

- ГОСТ 10160-75 Сплавы прецизионные магнитно-мягкие. Технические условия;
- При переменном токе, индукционный метод ГОСТ 12119-80 «Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств»;
- При переменном токе, мостовой метод ГОСТ 18334-73 «Материалы магнитомягкие. Методы испытаний в диапазоне частот 50 Гц - 10 кГц».

Образцы из стали 30ХГСА для исследований ваттамперным методом представляют из себя магнитопровод, набранный из пластин толщиной 0,5 мм, габаритные размеры показаны на рис. 6, толщина набора магнитопровода 5 мм.

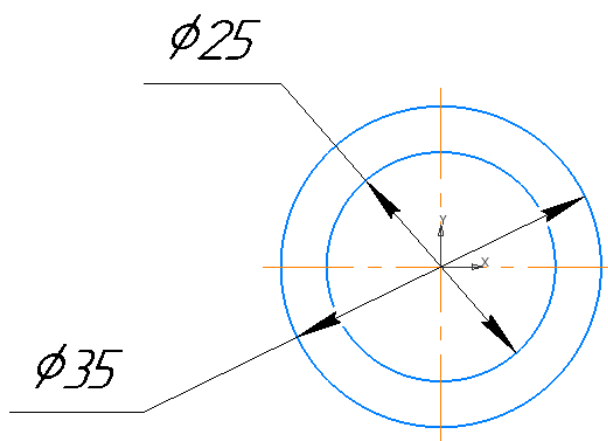


Рисунок 6 – Габаритные размеры исследуемого образца.

Кольцевые образцы были подвергнуты закалке при температуре 880 °С с последующим охлаждением в масло. Затем проводились исследования прочности и магнитных свойств. Также исследование проводилось с последующими образцами, подвергнутыми разным температурам отпуска после закалки. Режимы термообработок и результаты исследований сведены в таб. 2.

Для снятия магнитных характеристик ваттамперным методом элементы шихтованного магнитопровода изолировались лаком. Затем наматывались обмотки: намагничивающая (первичная) обмотка из 70 витков и измерительная (вторичная) 30 витков. В качестве обмоточных проводов использовались: медный провод диаметром 0,35 мм с изоляцией и МГТФ провод диаметром 0,16 мм.

Для получения сравнительных результатов образцы подвергались **термической обработке** (ТО) после каждого замера магнитных свойств. Температуры ТО были в интервале 200°С – 550°С. Отжиг производился в муфельной печи типа SNOL (рис. 7). После нагрева печи до необходимой температуры внутрь помещались образцы. Контроль изменения температуры осуществлялся с помощью термпары.



Рисунок 7 – Печь типа SNOL для термообработки материала

Исследование прочности замером микротвёрдости по Вickersу проводили на микротвёрдомере Mikromet 2001. Замер в единицах HV, затем переводили в единицы HRC, результаты исследований сведены в табл. 2.

Исследование **магнитных свойств** проводились на магнитоизмерительной установке МК-4Э (рис. 8, 9) при частотах 50 Гц, 100 Гц, 400 Гц, 1000 Гц. В результате измерений происходит регистрация магнитных петель гистерезиса и определение удельных потерь ваттметровым методом.

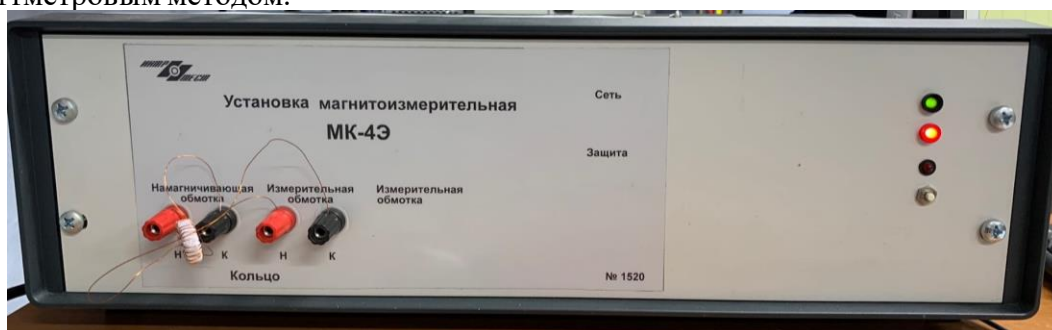


Рисунок 8 – Установка магнитоизмерительная МК-4Э

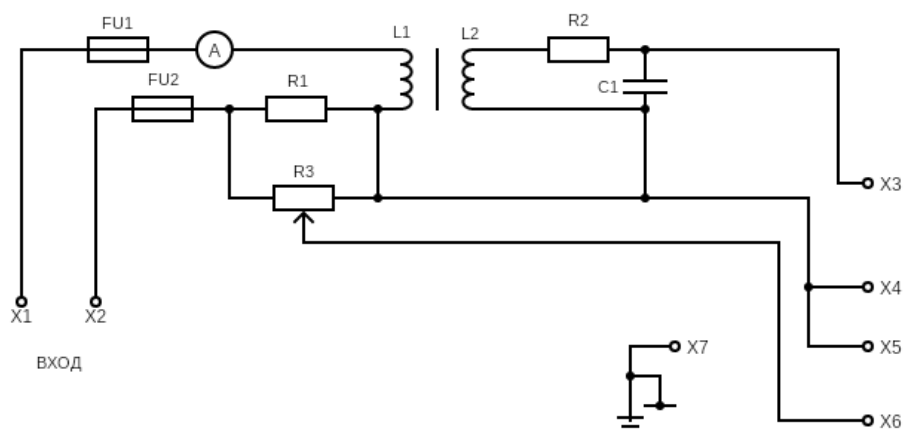


Рисунок 9 – Аналоговая блок-схема аппаратной части измерительной установки

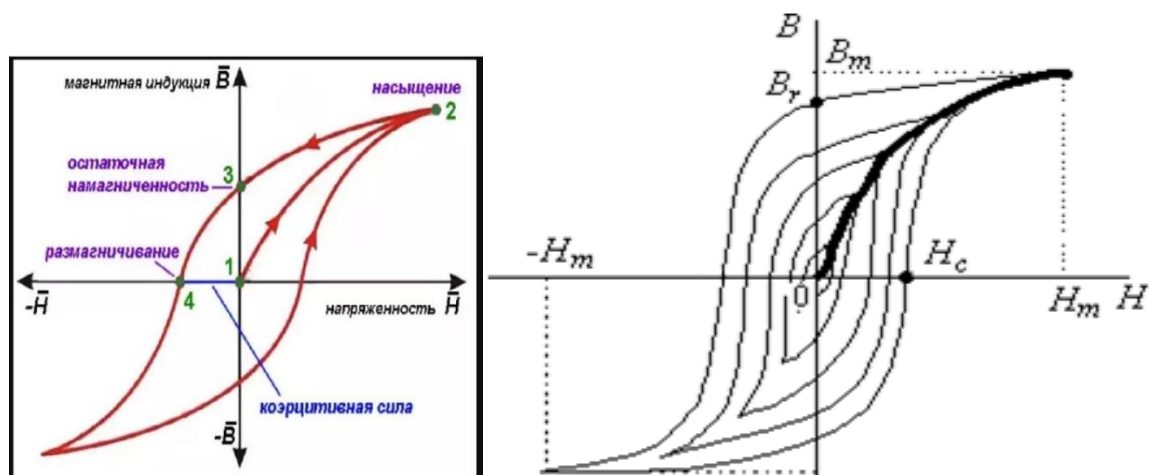


Рисунок 10 – Магнитные характеристики, получаемые с помощью установки МК-4Э

Таблица 1 – Магнитные характеристики

B_m	[Тл]	Индукция технического насыщения (максимальная),
H_m	[А/м]	Напряженность насыщения (максимальная)
$B(H)$	[Тл]	Индукция в напряженности магнитного поля,
$H_{св}$	[А/м]	Коэрцитивная сила по индукции
B_r	[Тл]	Остаточная магнитная индукция,
μ_{max}		Максимальная магнитная проницаемость,
$P_{в/г}$	[Вт/кг]	Полные удельные потери на перемагничивание при заданной частоте и амплитуде индукции

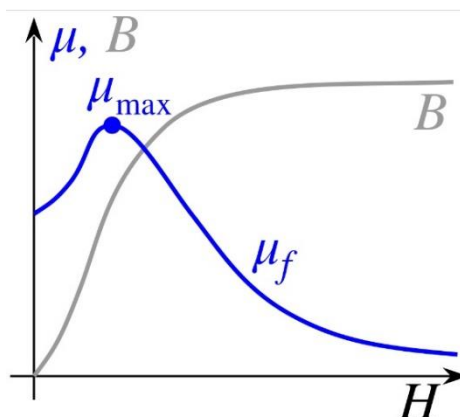


Рисунок 11 – Максимальная магнитная проницаемость в иллюстрации кривой намагничивания

Для инженерного применения, по фактическим данным, магнитная проницаемость определялась как максимальная, в точке перегиба кривой намагничивания фактического графика зависимости B от H . Для ферромагнетиков, магнитная проницаемость в иллюстрации кривой намагничивания представляет собой крутизну наклона прямого участка графика $B(H)$ (рис 11), и, в этом эксперименте берётся как безразмерная величина. Результаты магнитных исследований сведены в таблицу 2.

Результаты исследования

Результаты исследования (фактические данные) прочности и магнитных свойств стали 30ХГСА при различных режима ТО и для частот 50 Гц, 100 Гц, 400 Гц и 1000Гц сведены в таблицу 3.

Таблица 2 – Прочностные и магнитные свойства стали 30ХГСА при различных режимах термообработки для частот 50 Гц, 100 Гц, 400 Гц и 1000Гц. Фактические данные.

№	Обра- ботка, темпера- тура отпуска	Проч- ность	Час- тота	Максимальная магнитная индукция насыщения		Удельные потери	Коэрци- тивная сила	Остаточная намагни- ченность
	°С/мин.			HV	Гц			
1	Закалка 880°С, в воду	729	50	5579	0,8548	46,42	2245	0,5765
			100	5683	0,8625	94,24	2259	0,5804
			400	2954	0,4902	139,1	1558	0,2938
			1000	2790	0,4473	306,8	1473	0,2695
2	ТО 300/15	541	50	5665	1,064	42,16	1629	0,7365
			100	5724	1,064	85,73	1647	0,7364
			400	1990	0,5407	120,8	1216	0,3712
			1000	1848	0,4776	255,2	1174	0,3203
3	ТО 300/60	552	50	5778	1,044	40,65	1538	0,7121
			100	5947	1,046	82,64	1552	0,7153
			400	1915	0,6279	141	1168	0,4337
			1000	1770	0,5473	297,9	1129	0,3703
4	ТО 350/30	511	50	5800	1,262	41,42	1351	0,8281
			100	5743	1,254	82,61	1361	0,8236
			400	1739	0,6514	130,5	1058	0,4594
			1000	1595	0,565	276,7	1044	0,3935
5	ТО 350/60	515	50	5811	1,213	42,15	1333	0,7949
			100	5914	1,222	82,85	1341	0,7898
			400	1790	0,6697	144,4	1076	0,4776
			1000	1626	0,5765	303,1	1057	0,4068
6	ТО 400/15	511	50	6084	1,207	41,65	1345	0,7844
			100	5793	1,199	82,25	1349	0,7743
			400	1750	0,6263	132	1051	0,4421
			1000	1574	0,5399	275	1026	0,3768
7	ТО 400/30	526	50	5797	1,152	39,09	1319	0,7448
			100	6027	1,165	79,65	1343	0,7531
			400	1752	0,6218	131,2	1053	0,4379
			1000	1586	0,531	273	1030	0,3723
8	ТО 400/120	515	50	5788	1,141	39,89	1342	0,7427
			100	5733	1,135	80,81	1362	0,7439
			400	1818	0,6317	140,7	1100	0,4491
			1000	1671	0,5614	310,8	1089	0,4013
9	ТО 450/15	485	50	5799	1,179	40,57	1339	0,7681
			100	5831	1,17	81,26	1347	0,7617
			400	1866	0,6879	153,2	1102	0,4955
			1000	1665	0,5881	320,2	1078	0,4228
10	ТО 450/30	474	50	5785	1,178	40,35	1313	0,7758

			100	5857	1,182	81,49	1320	0,7796
			400	1810	0,6888	154,3	1086	0,5035
			1000	1618	0,5914	320,6	1069	0,4241
11	ТО 450/120	464	50	5341	1,137	40,16	1294	0,7658
			100	5578	1,15	82,17	1310	0,7746
			400	1573	0,5314	106,3	971,1	0,3703
			1000	1608	0,565	311,5	1052	0,4057
12	Полный отпуск	249	50	5719	1,035	25,34	1010	0,5878
			100	5915	1,047	52,23	1026	0,6033
			400	1817	0,586	90,72	842,5	0,4098
			1000	1559	0,504	193,7	849,1	0,3599

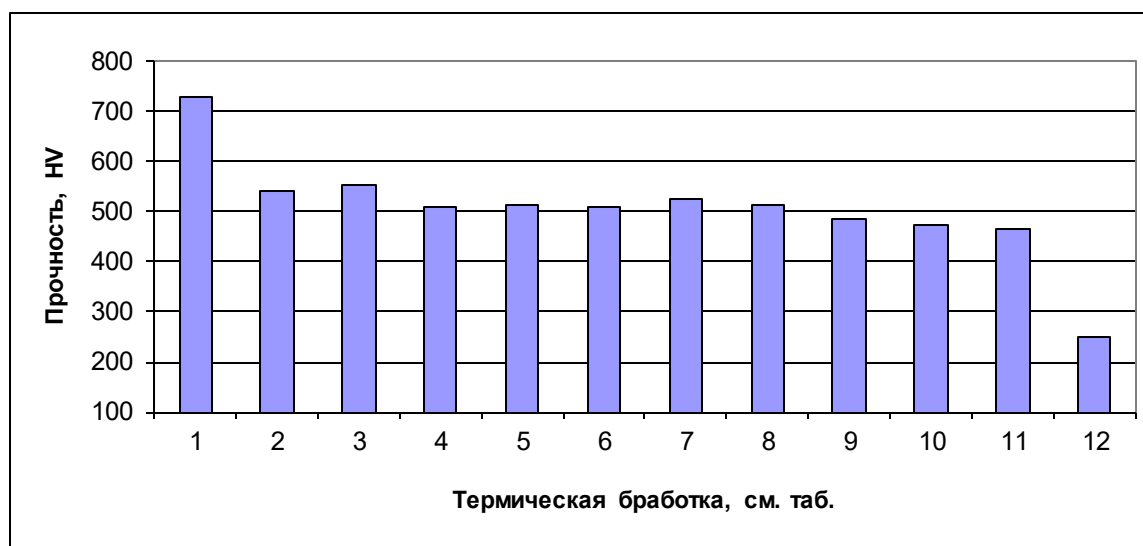


Рисунок 12 – Диаграмма изменения прочности (твердости, НВ) после термической обработки (см таб. 2).

На рис. 13, 15 представлены кривые намагничивания (средние линии петель гистерезиса), на рис. 14, 16 представлены семейства кривых удельных потерь для частот 50 и 100 Гц. Вид графиков фактических данных для 400 и 1000 Гц идентичный.

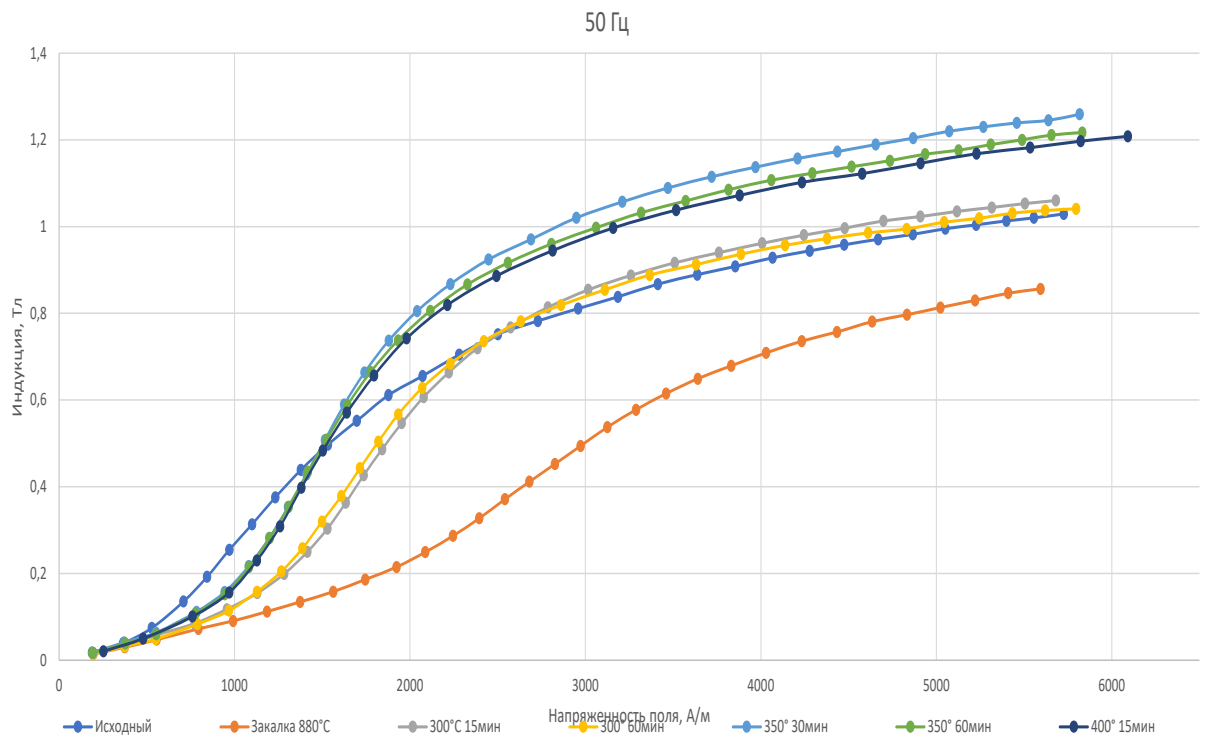


Рисунок 13 – Кривые намагничивания стали 30ХГСА для 50Гц при различных ТО.

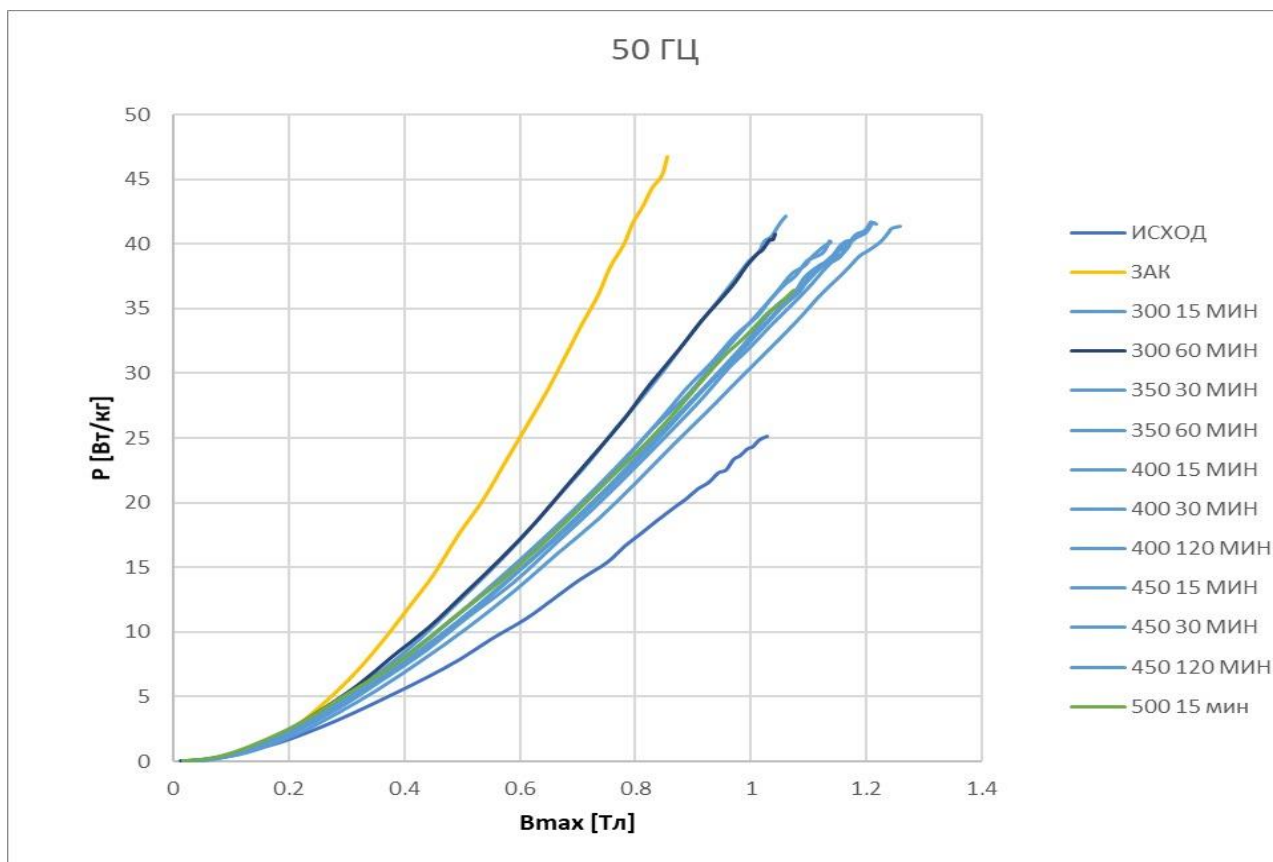


Рисунок 14 – Графики удельных потерь на перемагничивание стали 30ХГСА при амплитуде индукции для частоты 50Гц и различных ТО.

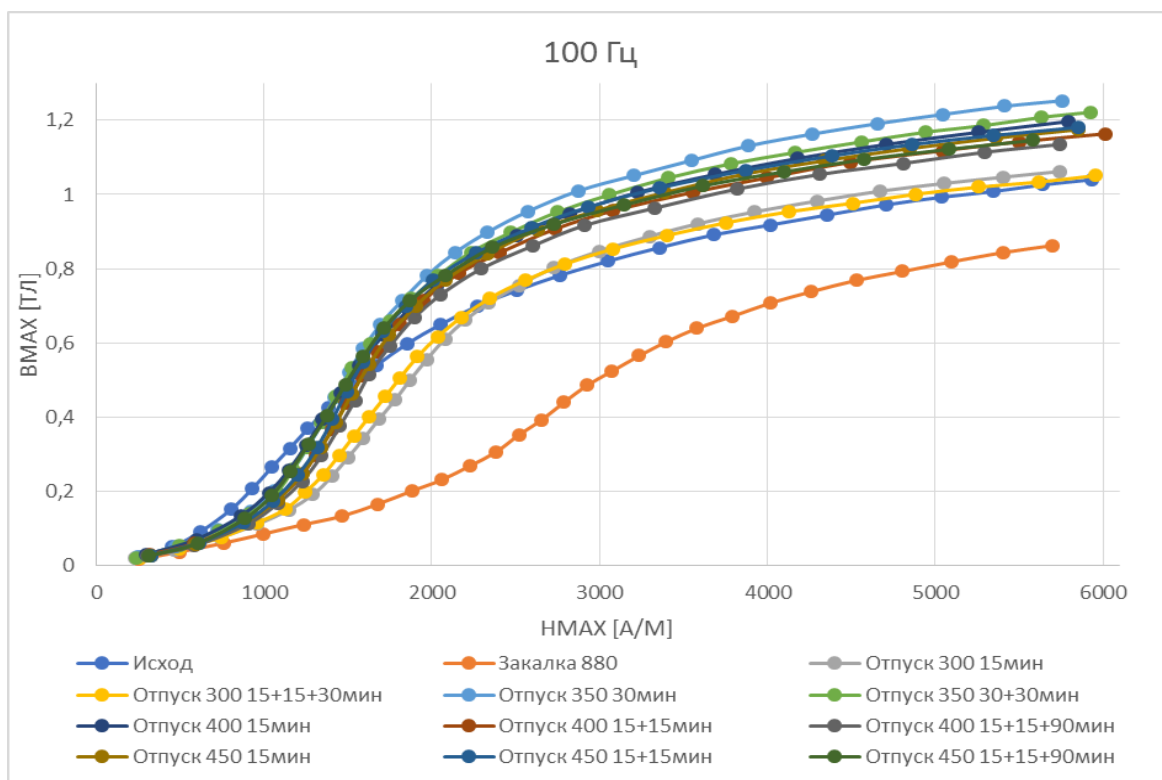


Рисунок 15 – Кривые намагничивания стали 30ХГСА для 100Гц при различных ТО.

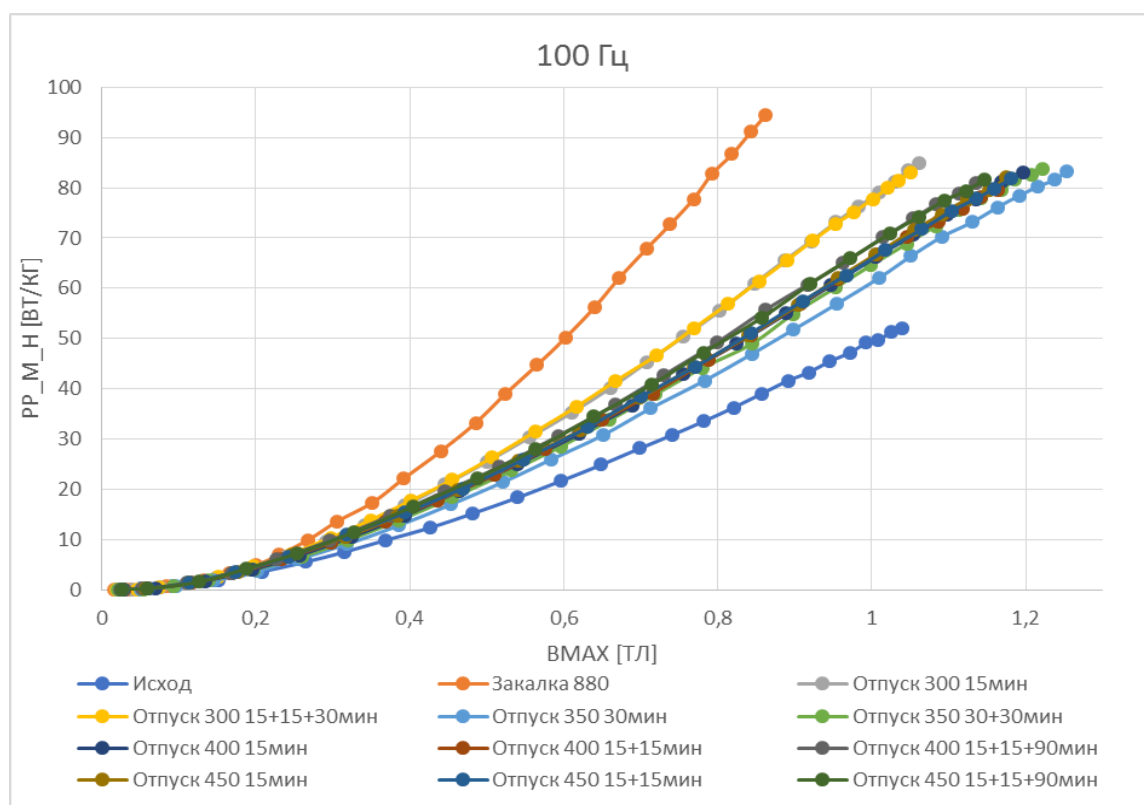


Рис. 16 – Графики удельных потерь на перемагничивание стали 30ХГСА при амплитуде индукции для частоты 100 Гц и различных ТО.

Таблица 3 – Магнитные и прочностные свойства стали 30ХГСА при частоте 50 Гц. Обобщённые расчётные данные.

№	Обработка, отпуск	Прочность			Удельные потери	Коэрцитивная сила	Изменение магнитной индукции для $H_{св} = 2500$ А/м	Изменение магнитной индукции для $H_{св} = 5000$ А/м	Максимальная магнитная проницаемость
		[°С/минут]	HV	HRC					
1	Закалка 880°С	729	61	618	46,42	2245	0,36 / 100%	0,812 / 100%	231 / 100%
2	ТО 300/15	541	51,7	527	42,16	1629	0,759 / 211%	1,034 / 127%	490 / 212%
3	ТО 300/60	552	52,3	533	40,65	1538	0,759 / 211%	1,011 / 125%	469 / 203%
4	ТО 350/30	511	49,8	508	41,42	1351	0,936 / 260%	1,217 / 150%	587 / 254%
5	ТО 350/60	515	50,1	511	42,15	1333	0,908 / 252%	1,173 / 144%	567 / 245%
6	ТО 400/15	511	49,8	508	41,65	1345	0,892 / 248%	1,154 / 142%	567 / 245%
7	Полный отпуск	249	22,2	238	25,34	1010	0,759 / 211%	0,992 / 122%	372 / 161%

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для закаленных и незакаленных участков материала коэрцитивная сила различна: закаленные участки приобретают более высокую коэрцитивную силу по сравнению с незакаленными. Проведение исследования при разных частотах перемагничивания и при различных температурах отпуска материала марки 30ХГСА показали, что при температуре отпуска 350°С в течение 30 минут наблюдаются максимальные магнитные свойства при удовлетворительной прочности. Максимальная прочность и минимальные магнитные свойства соответствуют закаленному состоянию, где магнитная проницаемость в 2,5 раза ниже, чем при ТО 350°С 30 мин.

При использовании стали 30ХГСА для листового набора ротора синхронной машины рекомендуется проводить следующие обработки:

1. Закалку 880°С, с последующим отпуском 350°С, 30 мин., для достижения **максимальных магнитных свойств** при удовлетворительной прочности. Оптимальное соотношение магнитных свойств и прочности.

2. Закалку 880°С, с отпуском 540–600°С с последующим охлаждением (в воде или на воздухе), 30 мин., для достижения **максимальных магнитных свойств**, но **минимальной прочности** (а также для снятия напряжений, повышения ударной вязкости и пластичности)

3. Закалку 880°С в воду, с отпуском 350–600°С с последующей перезакалкой ТВЧ, для достижения **минимальных местных магнитных свойств**, но **максимальной прочности**.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прахт В., Дмитриевский В., Казакбаев В. Синхронные реактивные машины. сборник материалов IV Всероссийской конференции по электрическим машинам (ВКЭМ) (17 - 19 декабря 2025). 2026.

2. Садовский В. Д., Фокина Е. А. Остаточный аустенит в закаленной стали. М.: Наука, 1986. 113 с.

3. Материаловедение и технология металлов: учеб. для студентов машиностроит. спец. вузов/ Г. П. Фетисов, М. Г. Карпан, В. М. Матюнин и др.; под ред. Г. П. Фетисова. – М.: Вш.шк., 2008. – 638с., ил.

4. Лахтин Ю. М., Леонтьева В. П. Материаловедение. – М.: Машиностроение, 1990. – 528 с.

5. Металловедение и технология металлов / под ред. Ю. П. Солнцева. – М.: Металлургия, 1988. – 512 с.
6. Термическая обработка в машиностроении: Справочник/ под ред. Ю. М. Лахтина, А. Г. Рахшадга.- М.: Машиностроение, 1980. – 783 с.
7. Справочник по электротехническим материалам / под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. – Изд. 3-е. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – Т. 3. – 728 с.
8. Мишин, Д. Д. Магнитные материалы: учеб. пособие для вузов / Д. Д. Мишин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1991. – 384 с.
9. Стародубцев, Ю. Н. Мир материалов и технологий. Магнитомягкие материалы: энциклопедический словарь-справочник / Ю. Н. Стародубцев. – М.: Техносфера, 2011. – 664 с.
10. ГОСТ 10160-75. Сплавы прецизионные магнитомягкие. Технические условия. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 47 с.
11. ГОСТ 10994-74. Сплавы прецизионные. Марки. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 18 с.
12. ГОСТ 12119-80 «Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств».
13. ГОСТ 18334-73 «Материалы магнитомягкие. Методы испытаний в диапазоне частот 50 Гц - 10 кГц».

*Судаков А. И., Зиятдинов И. Р.
irziyatdinov@pstu.ru*

ПНИПУ, Пермь

ВЕКТОРНО-ТОЧЕЧНЫЙ СПОСОБ ОЦЕНКИ УДАРНОГО ТОКА МОЩНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОСЦИЛЛОГРАММ

Аннотация: Быстроходные синхронные турбогенераторы в настоящее время востребованы многими отраслями промышленности развитых стран мира. Актуальным является исследование и идентификация экспоненциально затухающих (или возрастающих) быстропротекающих синусоидальных переходных процессов, возникающих при их внезапных нарушениях электромагнитного состояния. Общеизвестно, что графо-аналитический метод обработки осциллограмм, полученным при испытаниях синхронных машин в опыте внезапного короткого замыкания содержит некорректные операции при определении параметров, что не обеспечивает должной достоверности обработки осциллограмм. В данной работе представлен метод расчета ударного тока, используя теорему о постоянстве потокосцепления обмоток якоря и индуктора и возможности классической математики.

Ключевые слова: синхронные турбомашин, переходный процесс, ударный ток, внезапное короткое замыкание.

*Sudacov A. I., Ziyatdinov I. R.
irziyatdinov@pstu.ru*

PNIPU, Perm

VECTOR-POINT METHOD FOR ESTIMATION OF IMPACT CURRENT OF POWERFUL SYNCHRONOUS MACHINES USING OSCILLOGRAMS

Abstract: High-speed synchronous turbogenerators are currently in demand across many industries in developed countries. The study and identification of exponentially decaying (or increasing) fast

sinusoidal transients arising from sudden disturbances in their electromagnetic state is a pressing issue. It is well known that the graph-analytical method for processing oscillograms obtained during synchronous machine short-circuit tests contains incorrect operations when determining parameters, which does not ensure the required reliability of oscillogram processing. This paper presents a method for calculating surge current using the theorem of constant flux linkage of armature and inductor windings and the capabilities of classical mathematics.

Key words: synchronous turbomachines, transient process, impact current, sudden short circuit.

ВВЕДЕНИЕ

Синхронные машины используются в качестве источников электрической энергии гидрогенераторов. Кроме электростанций синхронные генераторы находят применение в установках, требующих автономного источника питания. Синхронные двигатели переменного тока используется с механизмами средней и большой мощности при редких пусках, требующих постоянного рабочего момента. К таким механизмам относятся компрессоры, вентиляторы, насосы и т.д. Синхронный компенсатор предназначается для улучшения коэффициента мощности электромеханических установок (компенсации индуктивной реактивной мощности). Особенностью синхронной генератора в том, что он является важнейшим источником эл. энергии. Характеристика зависимости момента генератора от угла нагрузки имеет вид синусоиды и выражает работу как двигательного, так и генераторного режима.

Так как выражения электромагнитной мощности момента у синхронного генератора аналогичны и в двигательном, и в генераторном режимах, то достаточно рассмотреть генераторный режим синхронной машины.

При работе СГ можно регулировать магнитный поток Φ_0 и пропорционально ему E_0 , изменяя ток возбуждения. Зависимость $E_0=f(I_B)$ (Рис.1) называется характеристикой холостого хода генератора. Остаточная ЭДС у синхронного генератора равна 5-10 В, а активную мощность, отдаваемую генератором в сеть, можно регулировать только изменением момента первичного двигателя, а реактивную – изменением тока возбуждения



Рисунок 1 – Характеристика холостого хода синхронного генератора

Зависимости электромагнитной мощности и момента синхронной машины при различных токах возбуждения показаны на рис. 2.

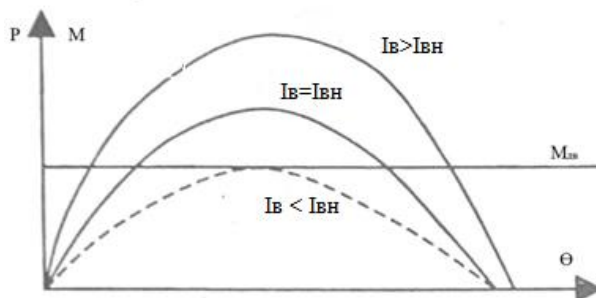


Рисунок 2 – Зависимость мощности и момента от угла θ

Практика показывает, что это приводит к выравниванию установившегося ПП тока индуктора

Быстропротекающие ПП МСМ по требованиям стандартам [1-3] должны только осциллографироваться с последующей их обработкой на соответствие полному объему требований приемочных испытаний по результатам стендовых испытаний в опытах: ВКЗ, получение асинхронных характеристик в области малых скольжений и др.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Общеизвестно, что ГАМ обработки осциллограмм, полученным при испытаниях СМ в опыте ВКЗ содержит некорректные операции при определении параметров [4], что не обеспечивает должной достоверности обработки осциллограмм. Также с увеличением мощности СМ в опытах ВКЗ из-за увеличения ПП проблема сохраняется, которая разрешена за счет открытия ядра ЭТВ в области нижней границы с эффективными переходными [5].

Только с использованием теоремы о постоянстве потокосцепления обмоток якоря и индуктора, используя возможности классической математики, удалось Вольдеку А. И. [6] разработать аналитическую формулу (1) ударного тока с мировым признанием в области электромеханики мощных СМ:

$$I_{уд}(\Delta T) = i_{сум} + i_{ac} = (I_0'' \Delta T) \cdot e^{-\frac{\Delta T}{\tau_d}} + I_0'(\Delta T) \cdot e^{-\frac{\Delta T}{\tau_d}} + I_\infty - I_{ac} \cdot e^{-\frac{\Delta T}{\tau_a}} \quad (1)$$

Запись уравнения (1) после первого равенства соответствует получению оценки ударного тока по экспериментальным значениям из осциллограммы (Рис.3) симметричного и ассиметричного тока статора без определения параметров идентификации для этих составляющих. После второго равенства позволяет рассчитать ударный ток с учетом параметров идентификации всех его составляющих. При этом появляется возможность проверки оценки ударного тока на абсолютное равенство первой вершины в начальном узле сдвига фазного тока, либо обнаружить отклонение оценки ударного тока от ее уровня.

Таким образом, теорема о постоянстве потокосцепления обмоток якоря и индуктора при обработке результатов стендовых испытаний в опытах ВКЗ с использованием осциллограмм приобретает революционное значение в области испытания мощных СМ. **Во-первых**, по осциллограмме четко просматриваются начало переходного процесса, связанное с отсутствием напряжения якоря. **Во-вторых**, четко просматриваются начальные сдвиги первых положительных вершин в фазах тока якоря. **В третьих**, также четко просматривается уровень потокосцеплений вершин обмоток индуктора с вершинами обмотками фаз якоря, находящихся в противофазе. **В четвертых**, обнаруживается полное попадание первых положительных вершин в первую половину периода, с обязательным отсутствием напряжения обмотки якоря, а не во вторую (как утверждается в стандартах на испытания СМ в опытах ВКЗ). **В пятых**, появляется возможность контроля одновременного замыкания фаз обмоток якоря не превышающих 15-20 электрических градусов другие преимущества. Наконец, разработка эффективных точечных электромагнитных постоянных времени в [7] с накопленным опытом исследования ПП создали благоприятные условия для нового подхода к обработке по результатам стендовых испытаний мощных СМ в опытах ВКЗ с использованием осциллограмм с ПП с целью получения ударного тока точно-векторным способом. При этом трудоемкость обработки осциллограмм с ПП с целью получения ударного тока практически сводится к нулю, а также открываются новые возможности к проведению эффективных исследований влияния установившегося значения с обоснованием участков ПП с одной переходной составляющей фазных токов якоря. С этой целью в статье рассматривается подробно на примере фазы А (остальные аналогично), способы получения ударного тока турбодвигателя серии СТД-800-2 (Рис 3), по результатам заводских стендовых испытаний в опытах ВКЗ.:

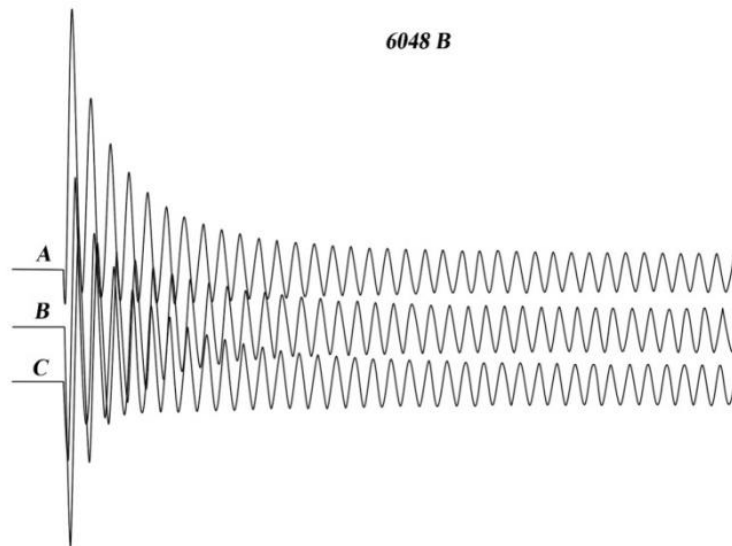


Рисунок 3 – Осциллограмма внезапного короткого замыкания фаз обмоток статора синхронного турбодвигателя серии СТД-800-2, полученная по программе приёмочных испытаний в опыте ВКЗ с напряжением 6048 В.

1. В соответствии с формулой (1), с использованием масштабного коэффициента $mI_A=14,13$ А/мм для фазы А и амплитуды первой положительных вершины $I_m=70,2$ мм, получаем (2):

$$i_{уд}(\Delta T) = I_m \cdot mI_A = 70,2 \cdot 14,13 = 991,926 \text{ А} \quad (2)$$

2. Получение фазного ударного тока по опытным вершинам без определения параметров СМ после первого равенства формулы (1):

$$i_{уд}(\Delta T) = I_{сим} + I_{ас} = \frac{I_{e1} - I_{n1}}{2} + \frac{I_{e1} + I_{n1}}{2} = \frac{70,2 - (-5,334)}{2} + \frac{70,2 + (-5,334)}{2} = 70,2 \text{ мм} \quad (3)$$

Результат подтверждает равенство первой вершины 70,2 мм (991,926 А).

3. Полученный результат фазного ударного тока с использованием параметров СМ, с помощью таблицы 1 (аналог заводского стендового протокола), после второго равенства формулы (1), также подтверждаем равенство первой вершины:

$$i_{уд}(\Delta T) = 23,158 \cdot e^{-0.0073/0.089491} + 15,428 \cdot e^{-0.0073/0.018634} + 6 + 38,145e^{-0.0073/0.044954} = 70,2 \text{ мм} \quad (4)$$

Результаты (2-4) получены с помощью таблицы 1 по опытным данным. Формула 2 по первой строке колонки 1 и 2 с учетом масштабного коэффициента, ударный ток по формуле 3 получен в виде суммы симметричной и асимметричной составляющей тока якоря также по первой строке таблицы 1, при этом симметричная составляющая, в соответствии со стандартом, определена как алгебраическая полуразность колонок 2 и 3, а асимметричная - полусумма тех же колонок, с использованием интерполяционных формул в [5].

Таблица 1 – Исходные данные, промежуточные расчеты, фаза А, U = 6048 В, $i_{уст} = 12$ мм, $\Delta T = 0,0073$ с.

Исходные данные эксперимента $\Delta t_j, c$	$\pm I_{вj},$ мм	$i_{ij},$ мм по (2), (3) токи между вершинам и	$i_{oj},$ мм по (4) Ток якоря симмет	$i_{aj},$ мм по (5) СМ асимм	$i_{oj} - i_{\infty} =$ сумме i'_{oj} и i''_{oj} мм	$i'_{oj},$ мм переход составл. по (9)	$i''_{oj},$ мм разност ь колонок 6 и 7	Симметричный ток по результатам идентификаци и	Прим е чания
1	2	3	4	5	6	7	8	9	11
0,0073	70,200	-5,343	75,544	32,428	63,544	42,689	20,855	75,544	$t''_н, t_{ан}$
0,0173	-6,150	56,863	63,013	25,356	51,013	38,227	12,837	63,144	
0,0273	46,400	-6,869	53,269	19,766	41,268	34,139	7,130	54,029	$t''_в$
0,0373	-7,500	39,700	47,200	16,100	35,200	30,173	4,670	47,200	
0,0473	34,100	-8,075	42,175	13,013	30,175	26,695	2,813	41,974	
0,0573	-8,500	29,825	38,325	10,662	26,325	23,935	1,910	37,885	$t_{ав}$
0,0673	26,200	-8,713	34,913	8,744	22,913	21,834	1,079	34,610	
0,0773	-8,900	23,375	32,275	7,238	20,275	19,526	0,749	31,930	
0,0873	20,900	-9,113	30,013	5,894	18,013	17,461	0,552	29,690	
0,0973	-9,200	18,788	27,988	4,794	15,988	16,251	0,263	27,782	
i''_{oj} , –сверхпереходнаясоставляющаязатухла по условию (9)									
0,1073	17,000	-9,113	26,113	3,944	14,113	13,964	0,149	26,133	$t'_{н1}$
0,1173	-9,000	15,638	24,638	3,319	12,638	12,488		24,687	$t'_{н2}$
0,1273	14,400	-8,850	23,250	2,775	11,250	11,180		23,406	$t'_{н3}$
0,1373	-8,700	13,275	21,975	2,288	9,975	9,987		22,261	$t'_{н4}$
0,1473	12,300	-8,525	20,825	1,888	8,825	8,931		21,232	$t'_{н5}$
0,1573	-8,400	11,513	19,913	1,556	7,913	7,986		20,301	$t'_{н6}$
0,1673	10,800	-8,375	19,175	1,213	7,175	7,142		19,456	
0,1773	-8,300	10,156	18,456	0,928	6,456	6,387		18,686	
0,1873	9,600	-8,163	17,763	0,719	5,763	5,712		17,984	
0,1973	-8,000	9,150	17,150	0,575	5,150	5,108		17,343	
0,2073	8,750	-7,775	16,525	0,488	4,525	4,568		16,755	
0,2173	-7,600	8,394	15,994	0,397	3,994	4,085		16,217	
0,2273	8,100	-7,513	15,613	0,294	3,613	3,563		15,724	
0,2373	-7,400	7,925	15,325	0,263	3,325	3,266		15,272	$t'_{в1}$

0,247 3	7,700	-7,238	14,938	0,231	2,938	2,921	14,858	t'_{B2}
0,257 3	-7,100	7,375	14,475	0,138	2,475	2,612	14,477	t'_{B3}
0,267 3	7,100	-6,994	14,094	0,053			14,128	t'_{B4}
0,277 3	-6,900	6,875	13,775	0,013			13,807	t'_{B5}
0,287 3	6,700	-6,825	13,525	0,063			13,512	t'_{B6}
0,297 3	-6,750	6,606	13,356	0,072			13,242	

Получение ударного тока по формуле 4 с использованием опытных данных оказалось сложнее предыдущих способов, но также сохранил точечный способ использования опытных данных по всему ПП. С этой целью для получения ударного тока избран участок ПП с одной переходной составляющей симметричного тока статора с образованием ядра эффективных точечных выборок (ЭТВ) (заданных нижними и верхними границами колонки 6, выделенные жирным шрифтом) объемом до 5-6 ЭТВ после нижней границы с использованием формул (5) и (6) в [5]:

$$\tau'_{k\text{эф},j\text{эф}} = \frac{j'_{в.эф} - k'_{н.эф}}{\ln \left| \frac{i'_{о.в.эф}}{i'_{о.н.эф}} \right|} \quad (5)$$

$$2I'_{0\text{эф}} = i'_{0k\text{эф}} \cdot e^{t_{k\text{эф}}/\tau_{k\text{эф}}} \quad (6)$$

Далее представлены результаты исследования с ядром, позволяющим сконструировать формулу (7) для получения результатов идентификации параметров, используя не менее четырех ЭТВ с наименьшим относительным отклонением от среднего значения ядра:

$$\tau'_{1\text{эф}} = 0,087913 \text{ с}, \quad 2I'_{01\text{эф}} = 47,827984 \text{ мм}, \quad \delta_1 = 2,599 \%$$

$$\tau'_{2\text{эф}} = 0,086811 \text{ с}, \quad 2I'_{02\text{эф}} = 48,808484 \text{ мм}, \quad \delta_2 = 3,901 \%$$

$$\tau'_{3\text{эф}} = 0,08804 \text{ с}, \quad 2I'_{03\text{эф}} = 47,764327 \text{ мм}, \quad \delta_3 = 2,450 \%$$

$$\tau'_{4\text{эф}} = 0,09102 \text{ с}, \quad 2I'_{04\text{эф}} = 45,081701 \text{ мм}, \quad \delta_4 = 0,906 \%$$

$$\tau'_{5\text{эф}} = 0,090920 \text{ с}, \quad 2I'_{05\text{эф}} = 44,597663 \text{ мм}, \quad \delta_5 = 0,794 \%$$

$$\tau'_{6\text{эф}} = 0,086038 \text{ с}, \quad 2I'_{01\text{эф}} = 49,242258 \text{ мм}, \quad \delta_6 = 4,835 \%$$

$$\tilde{\tau}'_{\text{эф}} = \frac{1}{4} \sum_{k\text{эф}=1}^4 \tau'_{k\text{эф},j\text{эф}} = 0,089473$$

$$2\tilde{I}'_{0\text{эф}} = \frac{1}{4} \sum_{k\text{эф}=1}^4 i'_{0k\text{эф}} \cdot e^{t_{k\text{эф}}/\tau_{k\text{эф}}} = 46,317919$$

(7)

где $i'_{о.в.эф} = 0,33i'_{о.н.эф}$, $i'_{о.н.эф} = i_{о.н.} - i_{\infty}$, $i'_{о.в.эф} = i_{о.в.} - i_{\infty}$, ЭТВ - получение верхней границы, при снижении нижней в 0,33 раза.

После идентификации параметров переходной составляющей не составляет труда произвести идентификацию сверхпереходной составляющей, с использованием данных колонок 6, в которой очищенная переходная составляющая от установившегося значения таблицы 1. Колонки 7, в которой смоделирована переходная составляющая по (7). Колонки 8 со сверхпереходной составляющей, как разность колонок 6 и 7 таблицы 1. Результаты представлены ниже:

$$\tau''_{\text{эф}} = 0,018634 \text{ с}, 2I''_{0\text{эф}} = 30,8566 \text{ мм.}$$

Аналогично получены параметры идентификации для асимметричной составляющей колонки 5:

$$\tau_{\text{асэф}} = 0,044954 \text{ с}, 2I_{\text{асэф}} = 38,145 \text{ мм}$$

В итоге с учетом определенных параметров подтверждается формула (1).

Полученный фазный ударный ток можно представить в виде вектора, что подтверждает возможность векторно-точечный способ оценки ударного тока. Аналогично рассчитывается для фаз В и С.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В отличие от ГАМ (по стандартам) оценки ударного тока, результирующий ударный ток возможно получать векторно-точечным методом (вместо усредненных параметров по стандарту), позволяющим получать результат суммарного ударного тока с повышенной точностью и наименьшей трудоемкостью. Для этой цели достовернее и точнее использовать на базе геометрической суммы фазных ударных токов с целью получения полного ударного тока по результатам стендовых испытаний МСМ в опытах ВКЗ в символической системе координат (Рис.4) с обязательным использованием осциллографирования быстропротекающих ПП.

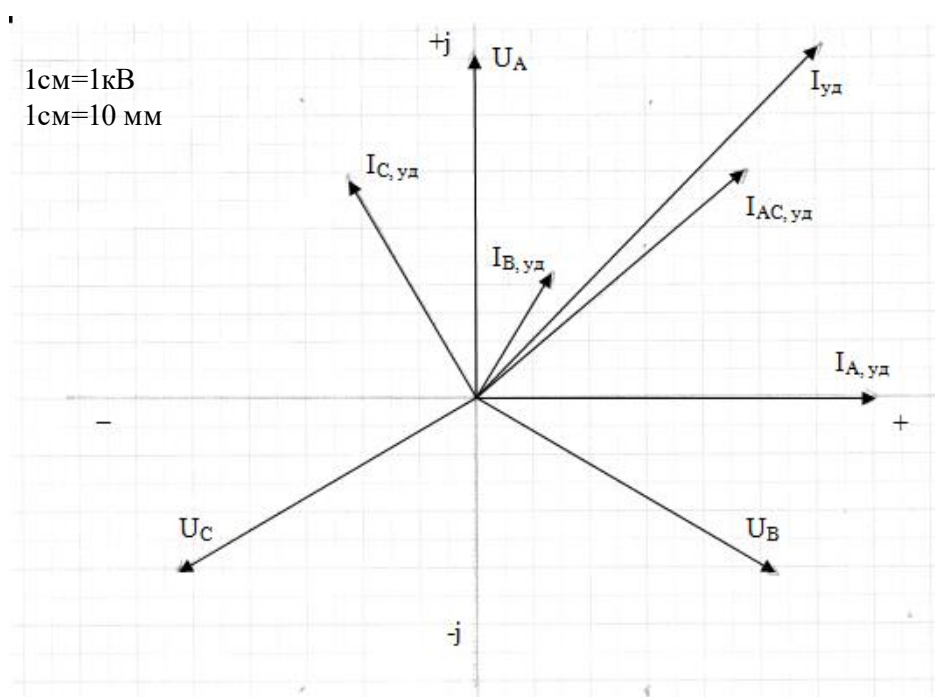


Рисунок 4 – Результаты оценок ударного тока векторно-символическим способом

$$\text{Получаем: } \vec{I}_{\text{уд}} = \vec{I}_{\text{А,уд}} + \vec{I}_{\text{В,уд}} + \vec{I}_{\text{С,уд}} = 1254,26 \text{ А}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жерве I . К. Промышленные испытания электрических машин. – 4-е изд., сокр. и перераб. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. – 408 с.
2. ГОСТ 10169-77 – Введ. 01.01.1978 - М., 1984. - 85 с. – Машины электрические трёхфазные синхронные. Методы испытаний.
3. Энергетика будущего. Международный проект И1 ЭР/ под ред. акад. Е. П. Велихова; Федер. агенство по атомной энергии. – М.: УТС-Центр, 2005.

4. Судаков А. И., Зиятдинов И. Р., Фалалеев Д. А. К оценке ударного тока мощных синхронных турбомашин по результатам опыта внезапного короткого замыкания//Электротехника. – 2024. – №11. – С. 52-55.

5. Судаков А. И., Чабанов Е. А., Каменских И. А. Новые подходы к исследованию переходных процессов синхронных машин на нормальное распределение случайного признака по результатам стендовых испытаний //Фундаментальные исследования. – 2016. – №. 11-4. – С. 739-745.

6. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Изд. 2-е, перераб. и доп. – Л., Энергия, 1974. – 840 с.

7. Судаков А. И. Экспресс-анализ результатов автоматизированных испытаний синхронных электрических машин: автореф. дис. ..канд. техн. наук.

Султангареев Д. У., Горбатков П. В., Горюхин М. О., Иванов М. В., Кобзов Д. В., Хамзин Ф.С.
sultangareev.damir@mail.ru

ПИИШ «Моторы будущего», Уфа

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛОГО ПРОВОДНИКА В ОБМОТКЕ СТАРТЕР-ГЕНЕРАТОРА, ИНТЕГРИРОВАННОГО В АВИАЦИОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Аннотация: в статье представлен комплексный анализ применения полых проводников (ПП) с прямым жидкостным охлаждением в качестве прорывной технологии для интегрированного стартер-генератора (ИСГ) авиационного двигателя. Обоснована критическая техническая необходимость перехода на ПП для преодоления теплового барьера в экстремальных эксплуатационных зонах ИСГ: режим пуска при низких температурах, крейсерская генерация, работа при отказах охлаждения и взлет в жарком климате [1, 2]. Доказано, что только ПП позволяют достичь целевых показателей удельной мощности 8-12 кВт/кг при ресурсе 20 000-25 000 часов. Детально рассмотрены конструктивные решения по интеграции ПП в обмотки статора и ротора, включая создание полых hairpin-проводников, аддитивно изготовленных структур и формованных обмоток с матрицей микроканалов [3, 4]. Особое внимание уделено системам подвода и отвода хладагента - наиболее сложной инженерной задаче [5, 6]. Проанализированы торцевые и радиальные схемы с кольцевыми коллекторами для статора, а также системы с торцевым гидроузлом и центральным каналом вала для ротора. Представлены решения ключевых технологических проблем: герметичность соединений, гидравлический баланс параллельных ветвей, защита от засорения и диагностика целостности [7]. На основе комплексного подхода продемонстрировано, что технология ПП является не альтернативным усовершенствованием, а обязательным этапом развития авиационных ИСГ, обеспечивающим синергетический эффект с топливной системой двигателя и соответствующую требованиям дорожных карт авиационного строения до 2035 года.

Ключевые слова: полые проводники, интегрированный стартер-генератор, авиационный двигатель, прямое жидкостное охлаждение, тепловой барьер, системы подвода хладагента, удельная мощность, надежность, ресурс.

THE USE OF A HOLLOW CONDUCTOR IN THE WINDING OF A STARTER GENERATOR INTEGRATED INTO AN AIRCRAFT ENGINE

Abstract: The article presents a comprehensive analysis of the use of hollow conductors (PP) with direct liquid cooling as a breakthrough technology for an integrated starter generator (ICG) of an aircraft engine. The critical technical necessity of switching to PP is justified in order to overcome the thermal barrier in extreme operating zones of the ISG: low-temperature start-up mode, cruise generation, operation with cooling failures and take-off in hot climates [1, 2]. It has been proven that only PP can achieve specific power targets of 8-12 kW/kg with a resource of 20,000-25 000 hours. Constructive solutions for the integration of PP into the stator and rotor windings are considered in detail, including the creation of hollow hairpin conductors, additively fabricated structures and molded windings with a matrix of microchannels [3, 4]. Special attention is paid to refrigerant supply and discharge systems, which are the most difficult engineering task [5, 6]. End and radial circuits with annular manifolds for the stator, as well as systems with an end hydraulic unit and a central shaft channel for the rotor, are analyzed. Solutions to key technological problems are presented: tightness of joints, hydraulic balance of parallel branches, protection against clogging and diagnostics of integrity [7]. Based on an integrated approach, it has been demonstrated that the PP technology is not an alternative improvement, but a mandatory stage in the development of aviation ISGS, providing a synergistic effect with the engine fuel system and meeting the requirements of aviation roadmaps until 2035.

Key words: hollow conductors, integrated starter generator, aircraft engine, direct liquid cooling, thermal barrier, refrigerant supply systems, specific power, reliability, resource.

ВВЕДЕНИЕ

Концепция «более электрического самолета» (More Electric Aircraft, MEA) предъявляет беспрецедентные требования к бортовым энергосистемам, ключевым элементом которых является интегрированный стартер-генератор (ИСГ) газотурбинного двигателя (ГТД). ИСГ, работающий в экстремальных условиях мотогондолы (температура до 300°C, вибрации, высокая скорость вращения), должен обеспечивать сверхвысокую удельную мощность (5-12 кВт/кг) при гарантированной надежности и ресурсе [1]. Традиционные технологии обмоток (включая прогрессивные hairpin-конфигурации) упираются в фундаментальный тепловой барьер, ограничивающий плотность тока уровнем 12-18 А/мм² из-за неэффективности косвенных систем охлаждения [8].

Полые проводники (Hollow Conductors, HC) с прямым внутренним жидкостным охлаждением (Direct Internal Liquid Cooling, DILC) предлагают смену парадигмы - переход от отвода тепла с поверхности проводника к его эвакуации непосредственно из объема генерации потерь [5]. Данная работа представляет собой комплексное исследование, объединяющее три критических аспекта внедрения ПП:

1. Техническую необходимость, определяемую конкретными эксплуатационными режимами ИСГ;
2. Конструктивное исполнение и интеграцию ПП в электромагнитную систему [3];
3. Инженерные решения по организации надежного подвода и циркуляции хладагента [6].

КРИТИЧЕСКИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ РЕЖИМЫ ИСГ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ НЕОБХОДИМОСТЬ ПОЛЫХ ПРОВОДНИКОВ

Режимы работы и ограничения традиционных обмоток

Пуск при -50°C : токовая перегрузка 300-500% вызывает тепловой удар (нагрев до $50-100^{\circ}\text{C}/\text{с}$) и необратимую деградацию изоляции в «горячих точках» (до 350°C) [9];

Крейсерская генерация (6-12 часов): накопление тепла в пазу ведет к постоянному превышению расчетной температуры на $30-50^{\circ}\text{C}$, ускоряя старение изоляции по закону Аррениуса [10];

Отказ системы охлаждения: требует мгновенного снижения мощности на 60-70% во избежание катастрофического перегрева, что недопустимо для критических систем самолета;

Взлет в условиях $+45^{\circ}\text{C}$: необходимость выдачи 150-200% номинальной мощности при минимальном тепловом прогибе ротора [2].

Таблица 1. Количественное обоснование необходимости ПП для ИСГ 250 кВт (1600 Гц) [8, 11].

Параметр	Сплошной проводник	Полый проводник (канал $\varnothing 1.5$ мм)	Эффект
Плотность тока, А/мм ²	16 (ограничено)	42 (реализуемо)	+162%
Макс. температура в пазу, $^{\circ}\text{C}$	212	168	$\downarrow 44^{\circ}\text{C}$
Градиент в проводнике, $^{\circ}\text{C}$	94	22	$\downarrow 77\%$
Расчетный ресурс, час	8 000	25 000	*3,1

Только ПП позволяют преодолеть физический предел теплопроводности изоляционных материалов ($0,2-0,5$ Вт/(м*К)) и обеспечить отвод удельных тепловых потоков до 150 Вт/см² [12], что является обязательным условием для достижения удельной мощности 10 кВт/кг, требуемой перспективными авиационными системами [1].

КОНСТРУКТИВНЫЕ РЕАЛИЗАЦИИ ПОЛЫХ ПРОВОДНИКОВ В ОБМОТКАХ ИСГ

1. Физико-геометрические основы

Полый проводник - это токопроводящий элемент (медь, алюминий) с продольным внутренним каналом для хладагента. Ключевые параметры, согласно [3, 13]:

Гидравлический диаметр (d_h): $0,5-2,0$ мм;

Толщина стенки (t_w): $0,2-1,0$ мм (оптимизируется по электропроводности и прочности);

Доля металла (η): $0,6-0,8$.

На высоких частотах ($500-2000$ Гц) тонкая стенка ПП способствует более равномерному распределению переменного тока по сравнению с массивным проводником, частично компенсируя повышенное сопротивление постоянному току, как показано в исследованиях [14].

2. Технологии интеграции

Полые Hairpin-проводники: прямоугольные медные шины с осевым каналом. Основная сложность - создание герметичного П-образного изгиба и последующая лазерная сварка торцов, обеспечивающая одновременную электропроводность и гидравлическую

герметичность [4, 15];

Аддитивное изготовление (SLM-печать меди): позволяет создавать ПП со сложной внутренней геометрией (турбулизаторы, спиральные каналы) и интегрированными коллекторами в едином цикле, оптимизируя теплообмен [3, 16];

Формованные обмотки с матрицей каналов: пучки ПП укладываются в паз и заливаются высокотеплопроводным компаундом, образуя механически жесткую структуру со сквозными каналами для хладагента [17].

СИСТЕМЫ ПОДВОДА И ЦИРКУЛЯЦИИ ХЛАДАГЕНТА: КОНСТРУКЦИИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ВЫЗОВЫ

1. Система для статора (неподвижная часть)

Торцевая схема с кольцевыми коллекторами: наиболее распространенное решение [6]. Два концентрических титановых кольца (подача/отвод) соединяются с каждым ПП через индивидуальный шпунец методом лазерной сварки в контролируемой атмосфере. Вся сборка заливается армированным компаундом для защиты от вибрации;

Радиальная схема: применяется при необходимости независимого контроля температуры секций статора. Хладагент подводится через каналы в спинке статора к группам пазов [18].

2. Система для ротора (вращающаяся часть) - критическая сложность. Подвод хладагента к ротору требует передачи жидкости через вращательное соединение [5, 19].

Схема с торцевым гидроузлом (Rotary Union) и осевым каналом вала: как описано в патенте [20], система включает: Неподвижный вход - Торцевое уплотнение (SiC/C-SiC) - Осевой канал вала - Радиальные сверления - Кольцевые коллекторы ротора - ПП ротора;

Уплотнение: работает при давлениях до 50 бар и скоростях до 20 000 об/мин [6];

Учет центробежных сил: на подаче поток движется от оси к периферии против центробежной силы, требуя повышенного давления. На отводе - центробежная сила помогает движению к оси, что требует точного гидравлического расчета [21];

Перспективная бесконтактная система: использует подачу газожидкостной эмульсии («тумана») с последующим центробежным разделением фаз в роторе, что снижает требования к герметичности уплотнений [22].

3. Ключевые технологические проблемы и решения

Герметичность соединений: компенсация дифференциального теплового расширения меди и стали/титана с помощью сильфонов или переходников из инвара/молибдена [7, 23];

Гидравлический баланс: установка калиброванных диафрагм на входе каждого ПП или использование микроклапанов с SMA-приводами для активного управления расходом [24];

Защита от засорения (при охлаждении топливом): многоступенчатая фильтрация с финальным фильтром из пористого титана (5-10 мкм) на входе в коллектор ИСГ, как рекомендовано в [25];

Диагностика и контроль: встроенные волоконно-оптические датчики (ФБГ) в коллекторах для мониторинга давления/температуры [26], система детектирования утечек по падению давления [27].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Применение полых проводников с прямым жидкостным охлаждением в обмотках ИСГ авиационного двигателя является не опциональным усовершенствованием, а технологическим императивом, обусловленным:

Физическими ограничениями традиционных систем охлаждения [8, 11].

Жесткими требованиями авиационных стандартов к надежности и ресурсу [9]. Экономической целесообразностью увеличения жизненного цикла оборудования в

2-2.5 раза.

Системной синергией с топливным контуром ГТД [2, 25].

Технология прошла путь от концепции до опытных образцов в программах NASA ULI и Clean Sky 2 [32, 33]. Ключевые направления дальнейших исследований, обозначенные в работах [3, 6, 22]:

Разработка полностью аддитивных интеллектуальных коллекторов со встроенными датчиками.

Внедрение магнитожидкостных уплотнений для ротора, исключая механический износ.

Создание самовосстанавливающихся систем с микрокапсулами в хладагенте.

Таким образом, переход на полые проводники представляет собой обязательный этап в эволюции авиационных ИСГ, без которого невозможно выполнение целевых показателей дорожных карт авиационного строительства на период до 2035 года [1]. Эта технология не только решает проблему теплового барьера, но и открывает путь к созданию компактных, сверхнадежных и эффективных энергетических систем для самолетов следующего поколения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rosero, J. A., Ortega, J. A., Aldabas, E., & Romeral, L. (2007). Moving towards a more electric aircraft. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 22(3), 3-9.
2. Weimer, J. A. (1993). Electrical power technology for the more electric aircraft. *IEEE Digital Avionics Systems Conference*.
3. Giet, M., van der Geest, M., Polinder, H., & Ferreira, J. A. (2018). Direct cooled litz wire for high power density automotive traction motors. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*.
4. Shams Ghahfarokhi, P., Podgornovs, A., Kallaste, A., Belahcen, A., & Vaimann, T. (2023). Hairpin Windings for Electric Vehicle Motors: Modeling and Investigation of AC Loss-Mitigating Approaches. *Energies*.
5. Boglietti, A., Cavagnino, A., Staton, D., Shanel, M., Mueller, M., & Mejuto, C. (2009). Evolution and modern approaches for thermal analysis of electrical machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 871-882.
6. Wheeler, P., & Bozhko, S. (2013). Improving the thermal performance of traction motors. *IET Hybrid and Electric Vehicles Conference*.
7. Childs, P. R. N., & Noronha, M. B. (2016). Fuel cooling in aero-gas turbines: A review. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 230(12), 2316-2335.
8. Hwang, C. C., Chang, C. M., & Cheng, S. P. (2010). Design and analysis of a high-speed permanent magnet motor for flywheel energy storage system. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(1), 207-212.
9. RTCA/DO-160G. (2010). Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment.
10. Arrhenius, S. (1889). Über die Dissociationswärme und den Einfluss der Temperatur auf den Dissociationsgrad der Elektrolyte. *Zeitschrift für Physikalische Chemie*, 4U (1), 96-116.
11. Staton, D., Boglietti, A., & Cavagnino, A. (2005). Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*.
12. Mellor, P. H., Roberts, D., & Turner, D. R. (1991). Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design. *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, 138(5), 205-218.
13. Wrobel, R., & Mellor, P. H. (2010). Design considerations of a direct drive brushless machine with concentrated windings. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(2), 484-491.

14. Ferreira, J. A. (1994). Analytical computation of AC resistance of round and rectangular litz wire windings. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 141(1), 21-25.
15. General Electric. (2018). *patent US 2018/0151832 A1: Stator with hollow conductors and method of cooling*.
16. Auerbach, T., & Bardi, F. (2020). Additive manufacturing of electrical machines: Opportunities and challenges. IEEE Transactions on Industry Applications, 56(2), 1306-1320.
17. Wohlers, T., & Caffrey, T. (2021). Wohlers Report 2021: 3D Printing and Additive Manufacturing State of the Industry. Wohlers Associates.
18. Rolls-Royce. (2019). *Patent EP 3 025 111 B1: Electric machine with fluid-cooled conductors*.
19. Gerada, D., Mebarki, A., Brown, N. L., Gerada, C., Cavagnino, A., & Boglietti, A. (2014). High-speed electrical machines: Technologies, trends, and developments. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(6), 2946-2959.
20. Safran. (2021). Patent FR 3100000 A1: Système de refroidissement pour machine électrique tournante.
21. White, F. M. (2016). Fluid Mechanics (8th ed.). McGraw-Hill Education.
22. NASA. (2020). University Leadership Initiative (ULI) Project: High Efficiency Megawatt Motors. Final Report.
23. Callister, W. D., & Rethwisch, D. G. (2020). Materials Science and Engineering: An Introduction (10th ed.). Wiley.
24. Janocha, H. (Ed.). (2013). Adaptronics and Smart Structures: Basics, Materials, Design, and Applications. Springer.
25. ExxonMobil. (2022). Jet Fuel Handbook: Properties and Specifications.
26. Lee, B. (2003). Review of the present status of optical fiber sensors. Optical Fiber Technology, 9(2), 57-79.
27. Himmelblau, D. M. (1978). Fault Detection and Diagnosis in Chemical and Petrochemical Processes. Elsevier.
28. Boeing. (2021). Current Market Outlook 2021-2040.
29. SAE International. (2018). Aerospace Standard AS4059: Fuel System and Component Icing Test Methods.
30. Harris, C. M., & Piersol, A. G. (2002). Harris' Shock and Vibration Handbook (5th ed.). McGraw-Hill.
31. Emadi, A., & Ehsani, M. (2001). Aircraft power systems: technology, state of the art, and future trends. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 16(1), 28-32.
32. European Commission. (2021). Clean Sky 2 Annual Activity Report.
33. Sarlioglu, B., & Morris, C. T. (2015). More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 1(1), 54-64.

Татауров А. И.
Tataurov.ai@ugatu.su

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы Будущего», г. Уфа, Россия

ТОКОВЫЙ КОНТУР ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ: МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ, ОГРАНИЧЕНИЯ ИНВЕРТОРА И РОБАСТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

Аннотация: Качество токового контура векторного управления (ФОС) во многом определяет динамику и точность робототехнического электропривода, а также уровень пульсаций момента и токов. В реальных режимах решающую роль играют не только

выбранный закон регулирования, но и ограничения силового преобразователя: конечный ресурс напряжения звена постоянного тока, токовые лимиты и особенности цифровой реализации. В работе представлено согласованное описание токового контура синхронной машины с постоянными магнитами (PMSM) в dq-координатах, ориентированное на цифровую реализацию и анализ режимов насыщения по напряжению. Рассмотрены два базовых подхода к регулированию токов: пропорционально-интегральный (PI) закон в осях dq с компенсацией перекрёстных связей и робастный регулятор скользящего режима (SMC) с эквивалентной и переключающей составляющими. Показано, что при высоких скоростях и/или больших моментах доминирующим фактором становится корректное ограничение вектора управляющего напряжения с сохранением направления, а также наличие антинасыщения и механизмов, обеспечивающих устойчивую дискретную реализацию и предотвращающих выбросы тока.

Ключевые слова: электропривод, PMSM, FOC, токовый контур, ограничение по напряжению, антинасыщение, робастное управление; SMC, цифровая реализация.

Tataurov A. I.

Tataurov.ai@ugatu.su

Ufa University of Science and Technology (UUST), Advanced Engineering School "Motors of the Future", Ufa, Russia

CURRENT LOOP OF FIELD-ORIENTED CONTROL FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES: MODEL, INVERTER CONSTRAINTS AND ROBUST REGULATION

Abstract: The current loop is a key element of field-oriented control in robotic electric drives, largely defining transient behavior, accuracy, and torque/current ripple. In practice, the behavior is strongly affected not only by the control law itself, but also by power converter constraints: limited DC-bus voltage, current limits, and discrete-time implementation effects. This paper provides a consistent dq-domain description of the current loop for permanent-magnet synchronous machines, tailored to digital implementation and analysis under voltage saturation. Two baseline controllers are discussed: a dq PI law with cross-coupling compensation and a robust sliding-mode current controller with equivalent and switching components. It is shown that at high speed and/or high torque the dominant factor is the proper limitation of the voltage vector while preserving its direction, complemented by anti-windup and implementation mechanisms that ensure stable discrete-time behavior and prevent current spikes.

Key words: electric drive, permanent magnet synchronous machine, field-oriented control, current loop, voltage limitation, anti-windup, robust control, sliding mode, digital implementation.

ВВЕДЕНИЕ

Векторное управление PMSM является базовой архитектурой в сервоприводах и приводах робототехнических систем, поскольку позволяет независимо формировать токи по осям d и q и тем самым управлять моментом и потокосцеплением. В этой архитектуре токовый контур выступает быстрым внутренним контуром и задаёт характер переходных процессов во всём приводе [1, 2]. На практике требования к токовому контуру включают высокое быстродействие, устойчивость к внешним возмущениям и параметрическим неопределённостям, а также предсказуемое поведение при ограничениях силового преобразователя и цифровой реализации.

При росте скорости и/или требуемого момента ресурс напряжения инвертора становится ограничивающим фактором. В этих режимах даже корректно настроенный регулятор может демонстрировать ухудшение качества слежения и рост пульсаций, если не

обеспечены правильное ограничение вектора управляющего напряжения, антيناesyщение интегральной части и согласованная дискретная реализация [3]. Поэтому при анализе токового контура важно рассматривать закон регулирования вместе с ограничениями инвертора и механизмами цифровой обвязки.

Цель работы: представить компактное, но согласованное описание токового контура PMSM в dq-координатах и выделить практические факторы, определяющие качество регулирования при наличии ограничений по напряжению и особенностей дискретной реализации [4, 5]. Для сравнения рассмотрены два распространённых подхода: PI регулирование с компенсацией перекрёстных связей и робастное регулирование в скользящем режиме.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Рассматривается трёхфазная синхронная машина с постоянными магнитами в dq-координатах, получаемых преобразованием Кларка-Парка при наличии электрического угла ротора (от датчика положения или наблюдателя) [6]. Объект управления: токи i_d и i_q , а управляющее воздействие – напряжения u_d и u_q , формируемые инвертором.

Электрическая часть модели в dq-системе может быть записана в виде:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e (L_d i_d + \psi_f), \end{aligned} \quad (1)$$

Где R_s – активное сопротивление статора, L_d и L_q – индуктивности по осям d и q, ψ_f – потокосцепление постоянных магнитов, ω_e – электрическая угловая скорость. Также отметим выражение момента:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q), \quad (2)$$

где p – число пар полюсов.

В сервоприводных приложениях момент часто формируется преимущественно через i_q , тогда как i_d используется для ослабления поля и обеспечения выполнимости управления при ограниченном ресурсе напряжения.

Векторное управление реализуется дискретно: измеренные фазные токи преобразуются в i_d и i_q , регулятор формирует u_d и u_q , затем выполняется обратное преобразование и модуляция. Дискретность вносит задержки измерений и формирования ШИМ, поэтому выбор частоты дискретизации и фильтрации измерений является частью устойчивой настройки токового контура.

В классическом варианте для каждой оси вводится ошибка

$$e_d = i_{d,ref} - i_d, \quad e_q = i_{q,ref} - i_q, \quad (3)$$

после чего формируется PI закон. На высокой скорости в уравнениях объекта появляются существенные ω_e -зависимые члены: перекрёстная связь между осями и ЭДС вращения. Поскольку эти слагаемые предсказуемы по модели, их принято компенсировать заранее: PI формирует промежуточные команды v_d и v_q , а реальные напряжения на инвертор задаются как:

$$\begin{aligned} u_d &= v_d - \omega_e L_q i_q, \\ u_q &= v_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f). \end{aligned} \quad (4)$$

В типичной форме это приводит к структуре, где PI-часть отвечает за подавление ошибки, а модельные слагаемые компенсируют ω_e -зависимые перекрёстные члены. Такая структура разгружает регулятор и улучшает динамику, однако при ограничении по напряжению остаётся риск накопления интегральной составляющей, поэтому требуется антинасыщение.

Ограничение по напряжению инвертора удобно задавать в виде ограничения нормы вектора управляющего напряжения:

$$||u|| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{max} \quad (5)$$

Практически критично, чтобы ограничение выполнялось «круговым» образом, то есть с сохранением направления вектора напряжения при уменьшении его модуля. Это можно записать как:

$$u_{sat} = u \cdot \min\left(1, \frac{u_{lim}}{||u||}\right), \quad (6)$$

где $u_{lim} \leq u_{max}$ – рабочий предел с запасом по напряжению. Сохранение направления особенно важно в режимах, когда контур регулярно входит в насыщение: покомпонентная сатурация (по u_d и u_q отдельно) меняет ориентацию вектора и может приводить к росту пульсаций и появлению предельных циклов в токах.

Чтобы предотвратить накопление интегратора PI-регулятора при насыщении, применяют антинасыщение. На практике антинасыщение реализуется через корректировку внутреннего состояния интегратора пропорционально разности между ненасыщенным и насыщенным векторами напряжения. Совместно с антинасыщением полезно ограничивать скорость изменения заданий $i_{d,ref}$ и $i_{q,ref}$ и избегать резких скачков команд, поскольку они повышают вероятность входа в насыщение и провоцируют кратковременные выбросы тока в условиях дискретных задержек.

Как робастная альтернатива PI-структуре рассматривается регулятор скользящего режима. В простейшем варианте для токового контура можно ввести поверхности скольжения по ошибкам:

$$\begin{aligned} s_d &= e_d, \\ s_q &= e_q, \end{aligned} \quad (7)$$

после чего управление представляется суммой эквивалентной и переключающей составляющих. Эквивалентная часть компенсирует известную динамику модели, а переключающая часть обеспечивает робастность. Для дискретной реализации и подавления дребезжания применяется пограничный слой, например через ограниченную функцию $sat(\cdot)$:

$$u = u_{eq} - Ksat\left(\frac{s}{\varepsilon}\right), \quad (8)$$

где K – матрица (или вектор) усиления переключающей части, ε – ширина пограничного слоя.

В цифровой реализации для скользящего режима особенно важно согласовать активность переключающей части с ограничениями инвертора и уровнем шумов измерений. Если переключающая составляющая слишком агрессивна, шум и дискретные задержки могут приводить к нежелательным колебаниям и росту пульсаций (высокочастотных составляющих) напряжения, а при насыщении по напряжению возникает риск появления предельных циклов. Поэтому на практике SMC дополняют фильтрацией поверхностей/ошибок и мягким вводом регулятора, чтобы сохранить устойчивость и предсказуемость поведения вблизи границы по напряжению [4].

С инженерной точки зрения режим ограничения по напряжению часто становится доминирующим для наблюдаемого качества токового контура на высоких скоростях и под нагрузкой. В линейной области без насыщения корректно настроенный PI-регулятор с декуплированием обеспечивает заданную динамику и приемлемые пульсации. При приближении к пределу по напряжению первостепенное значение приобретают круговая сатурация, антинасыщение и ограничения на команды, тогда как идеальность закона, с математической точки зрения, регулирования уходит на второй план. Для SMC это проявляется ещё сильнее: робастность к неопределённостям реализуется эффективно лишь при мягком и ограниченном переключении, иначе ограничение по напряжению и дискретные эффекты могут нивелировать преимущества закона [4].

Полученные соображения важны и для последующей гибридизации. Если базовый токовый контур обеспечивает устойчивое и предсказуемое поведение при ограничениях инвертора, то поверх него может быть добавлена ограниченная корректирующая надстройка (например, для компенсации трудно моделируемых нелинейностей силовой части или вариаций параметров). При этом надстройка должна быть ограничена по амплитуде и динамике, а привод должен сохранять работоспособность при её отключении.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлено согласованное описание токового контура векторного управления PMSM в dq-координатах, ориентированное на цифровую реализацию и анализ режимов насыщения. Рассмотрены два базовых подхода: PI-регулирование с компенсацией перекрёстных связей и робастное регулирование в скользящем режиме. Показано, что в режимах высокой скорости и/или большого момента доминирующим фактором качества становится ограничение по напряжению инвертора, а устойчивость и уровень пульсаций во многом определяются корректным круговым ограничением вектора напряжения, антинасыщением и согласованной дискретной реализацией. Добавленные выражения в явном виде для динамики токов и для декуплирования подчёркивают связь структуры регулятора с математической моделью объекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bhardwaj M. Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors. Application Report SPRABQ2, July 2013 // Texas Instruments URL: <https://www.ti.com/lit/an/sprabq2/sprabq2.pdf> (дата обращения: 14.01.2026).
2. Ramamoorthy R. T., Larimore B., Bhardwaj M. Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Using TMS320F2837x. Application Report SPRABZ0, 2021 // Texas Instruments URL: <https://www.ti.com/lit/an/sprabz0/sprabz0.pdf> (дата обращения: 15.01.2026).
3. Anti-Windup Control Using PID Controller Block // MathWorks Help Center URL: <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/anti-windup-control-using-a-pid-controller.html> (дата обращения: 16.01.2026).
4. Leśniewski P., Bartoszewicz A. Discrete Time Reaching Law Based Sliding Mode Control: a survey // ICSTCC, 2018 URL: <https://skoge.folk.ntnu.no/prost/proceedings/ICSTCC-2018-Sinaia/ICSTCC2018/papers/0016.pdf> (дата обращения: 22.01.2026).
5. Padmalatha P., Thomas S. Discrete time reaching law based variable structure control for fast reaching with reduced chattering // IAES International Journal of Robotics and Automation (IJRA), Vol. 9, No. 1, 2020 URL:

<https://ijra.iaescore.com/index.php/IJRA/article/download/20253/12904> (дата обращения: 22.01.2026).

6. Park Transform // MathWorks Help Center URL: <https://www.mathworks.com/help/mcb/ref/parktransform.html> (дата обращения: 13.01.2026).

Tataurov A. I.

Tataurov.ai@ugatu.su

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы Будущего», г. Уфа, Россия

ТРЕНДЫ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ В РОБОТОТЕХНИКЕ ПО ДАННЫМ OPENALEX: НАУКОМЕТРИЧЕСКИЙ ОБЗОР И МОТИВАЦИЯ ГИБРИДНЫХ АРХИТЕКТУР ДЛЯ ПРИВОДОВ СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Аннотация: Развитие робототехники сопровождается ростом требований к системам управления приводами: требуется высокая точность и быстродействие, устойчивость к неопределённостям и возмущениям, корректная работа при ограничениях по току и напряжению, а также реализуемость на встраиваемой аппаратуре. Для уточнения научной повестки выполнен наукометрический обзор публикаций по робототехническому управлению на основе базы OpenAlex за 2020-2023 гг. с воспроизводимой процедурой отбора через API. Анализ упоминаний методов управления в аннотациях показывает, что наибольшую долю упоминаний формируют обучение с подкреплением (RL) и предиктивное управление (MPC), при этом сохраняется высокая представленность классических PI/PID регуляторов и управления в скользящем режиме (SMC), которые формируют ядро обсуждения методов управления по данным аннотаций. Показано, что наблюдаемая структура отражает сосуществование двух линий развития: быстрый рост обучаемых/оптимизационных подходов при сохранении устойчивой инженерной базы классических и робастных методов. Сделан вывод о целесообразности гибридных структур, где базовый контур строится на воспроизводимом классическом/робастном методе, а обучаемые компоненты используются как ограниченная надстройка для адаптации и компенсации неопределённостей. Для приводов синхронных машин с постоянными магнитами (PMSM) гибридизация является практичным способом совместить предсказуемость и устойчивость ядра управления с адаптивностью корректирующих модулей.

Ключевые слова: робототехника, наукометрия, OpenAlex, управление, RL, MPC, PI регулятор, SMC, гибридные методы, PMSM.

Tataurov A. I.

Tataurov.ai@ugatu.su

Ufa University of Science and Technology (UUST), Advanced Engineering School “Motors of the Future”, Ufa, Russia

TRENDS IN ROBOTICS CONTROL METHODS FROM OPENALEX DATA: A SCIENTOMETRIC REVIEW AND MOTIVATION FOR HYBRID ARCHITECTURES FOR PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE DRIVES

Abstract: The growth of robotics increases the requirements for drive control systems: high accuracy and fast response, robustness to uncertainties and disturbances, correct behavior under current/voltage constraints, and real-time embedded implementation. This paper presents a

scientometric review of robotics control publications using the OpenAlex database for 2020-2023 with a reproducible API-based selection procedure. Mentions of control methods in abstracts indicate that reinforcement learning and model predictive control dominate the discussion, while proportional-integral/proportional-integral-derivative controllers and sliding-mode control remain highly represented. The four leading directions form the core of method discussion according to abstract mentions. The results suggest two concurrent development lines: rapid growth of learning/optimization methods and stable demand for classical and robust approaches. We motivate hybrid control architectures where a reproducible classical/robust core is augmented by a constrained learning-based module for adaptation and uncertainty compensation, which is especially relevant for permanent-magnet synchronous machine drives.

Key words: robotics, scientometrics, OpenAlex, control, reinforcement learning, model predictive control, PI/PID, sliding-mode control, hybrid methods, permanent-magnet synchronous machine.

ВВЕДЕНИЕ

Робототехнические системы развиваются в условиях роста сложности задач и расширения областей применения: от промышленной автоматизации до сервисной и коллаборативной робототехники. На уровне приводов это приводит к усилению требований к алгоритмам управления: необходимы точное и повторяемое формирование момента, высокая динамика в переходных режимах, устойчивость к переменным нагрузкам и параметрическим неопределённостям, а также гарантированная работоспособность при ограничениях силового преобразователя (ток, напряжение, скорость изменения управляющего воздействия) и при дискретной реализации.

Параллельно быстро меняется научная повестка. Активно развиваются оптимизационные и обучаемые методы, в частности MPC и RL. Однако классические регуляторы (PI/PID) и робастные подходы (например, SMC) сохраняют значимость благодаря воспроизводимости, интерпретируемости и предсказуемости поведения.

Цель статьи: дать количественный срез трендов методов управления в робототехнике по данным OpenAlex за 2020-2023 гг. и на этой основе обосновать мотивацию гибридных архитектур для PMSM-приводов, где требуется сочетание устойчивости ядра управления и адаптивности корректирующих компонентов.

Задачи исследования включают: (1) формирование воспроизводимой выборки публикаций робототехнической тематики, относящихся к управлению; (2) подсчёт частоты упоминаний наиболее распространённых классов методов в аннотациях; (3) интерпретацию результатов с учётом ограничений методики; (4) формулирование прикладных выводов для архитектуры приводных систем, где критичны ограничения преобразователя и дискретная реализация.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В качестве источника данных использована открытая библиографическая база OpenAlex. Использование OpenAlex удобно для обзорных задач тем, что доступ к данным осуществляется через API: критерии отбора задаются параметрами запроса и могут быть повторены без ручного подбора работ. Это снижает субъективность и позволяет воспроизводимо получать выборки при изменении временного диапазона или словаря поиска.

Практически это означает, что при наличии фиксированных фильтров можно повторить сбор данных и получить сопоставимые результаты, а затем проверить устойчивость выводов, например, при расширении словаря ключевых слов или при смене диапазона лет. Для работы с большими массивами используется страничная выдача результатов и последовательный обход всей выборки, что позволяет минимизировать потери записей.

В данной работе наукометрические результаты трактуются как показатель того, какие методы чаще выносятся в аннотацию и обсуждаются как ключевые, а не как прямая

оценка эффективности методов в прикладных приводных задачах.

Анализ выполнен по периоду 2020-2023 гг. Выбор обусловлен тем, что для самых последних лет возможны задержки индексации и неполнота аннотаций, что способно исказить сравнение по методам.

Отбор проводился последовательно в два шага. Сначала формировалась робототехническая выборка по тематическим признакам (роботы/робототехника). Затем применялся фильтр на принадлежность к управлению: сохранялись работы, в аннотациях которых присутствуют устойчивые маркеры темы управления (например, control, controller, tracking, stability, motion/position control). Такой подход снижает включение смежных публикаций, где слово «робот» встречается, но управление не является содержательно значимой частью.

Для каждого метода выполнялся поиск по аннотациям по набору устойчивых терминов и распространённых аббревиатур. Рассматривались: RL, MPC, PI/PID, SMC, линейно-квадратичный регулятор (LQR), а также нейросетевые семейства (RNN/LSTM/GRU, RBFNN, FNN/ANFIS). Методика фиксирует факт упоминания метода в аннотации, то есть отражает его заметность в научной дискуссии.

Чтобы снизить риск пропусков из-за вариативности написания, словарь поиска включает как аббревиатуры, так и развёрнутые англоязычные термины (например, model predictive control, reinforcement learning, sliding mode control), а также близкие устойчивые формулировки. При этом намеренно не выполняется ручная экспертная разметка каждой работы: цель – воспроизводимый количественный срез при единых правилах извлечения.

Результаты зависят от полноты и качества аннотаций: не для всех записей аннотация доступна в пригодном для поиска виде. Кроме того, категории не взаимоисключающие: одна публикация может упоминать несколько методов одновременно. Наконец, стиль описания различается: в одних работах метод является центральным вкладом и явно указан в аннотации, в других – используется как базовый элемент архитектуры и может не упоминаться.

Следует учитывать и смещения индексирования: для последних лет возможны задержки пополнения записей и аннотаций, а полнота покрытия по площадкам (журналы/конференции) может различаться. По этой причине период анализа ограничен 2020-2023 гг., где эффект задержки индексации меньше влияет на сопоставимость.

Дополнительный источник неопределённости – условности аннотаций: оптимизационные и обучаемые методы чаще выносятся в аннотацию как главный вклад, тогда как классические регуляторы могут упоминаться реже, выступая частью типовой архитектуры. Это важно учитывать при обсуждении роли PI/PID как инженерной базы.

Результаты и структура упоминаний. Общий размер отобранного массива составил 52191 публикацию за 2020-2023 гг. Из них 9331 работа содержит упоминание как минимум одного метода из заданного набора (17,88% от массива). Частота упоминаний методов управления в аннотациях приведена в таблице 1.

Таблица 1 – Чисто публикаций по системам управления в робототехнике за 2020-2023 гг.

Метод	Публикации (2020-2023 гг.)	Доля от суммы упоминаний, %
RL	3360	32,96
MPC	2248	22,05
PI/PID	1602	15,71
SMC	1589	15,59
RNN/LSTM/GRU	577	5,66
LQR	451	4,42
RBFNN	211	2,07
FNN	157	1,54

Приведённые значения отражают частоту упоминаний методов в аннотациях, а не

количество практических реализаций в строгом инженерном смысле. Для RL и MPC метод нередко является центральным объектом исследования и потому почти всегда явно фиксируется в аннотации. Для классических регуляторов ситуация иная: в работах по приводам и мехатронике PI/PID часто воспринимаются как стандартная часть архитектуры, и авторы могут не считать необходимым выделять их в аннотации. Это может снижать наблюдаемую долю PI/PID по сравнению с методами, которые чаще позиционируются как «новизна» исследования.

Дополнительный фактор – вариативность терминологии. Предиктивное управление может быть описано не только через аббревиатуру, но и через близкие формулировки (например, *receding horizon*, *optimal control*), а обучение с подкреплением – как *learning-based control* без явного указания класса. Аналогично, робастные методы могут быть обозначены общим классом *robust control* без уточнения скользящего режима. Поэтому таблица корректнее трактуется как индикатор обсуждаемости направлений при одинаковых правилах поиска.

Тем не менее концентрация упоминаний вокруг четырёх лидирующих направлений является устойчивой: RL, MPC, PI/PID и SMC суммарно формируют основную часть упоминаний в выбранном наборе, то есть задают ядро методов, вокруг которого строится значительная часть робототехнической дискуссии об управлении.

Динамика по годам и интерпретация. По данным годовой динамики, согласно рисунку 1, наиболее выраженный рост в пределах 2020-2023 гг. характерен для RL и MPC. Для PI/PID и SMC наблюдается более умеренная динамика и относительная стабилизация. Такой результат интерпретируется как одновременное развитие «новых» классов методов и сохранение устойчивой инженерной базы: классические регуляторы и робастные алгоритмы продолжают широко применяться, но не всегда выносятся в аннотацию как основной вклад.

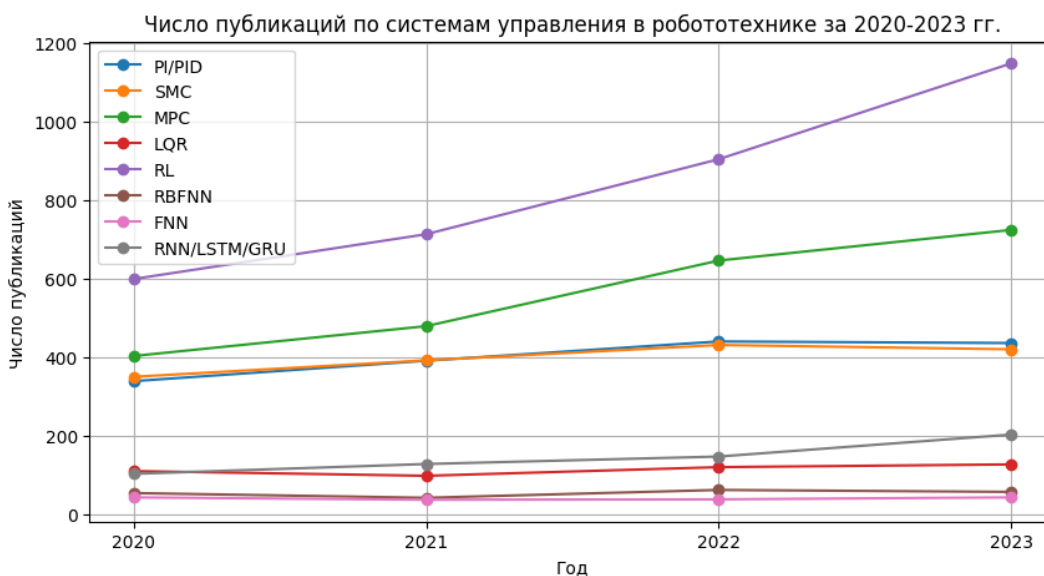


Рисунок 1 – Число публикаций по системам управления в робототехнике за 2020-2023 гг.

С практической точки зрения полезно группировать методы по четырём классам: (1) классические регуляторы (PI/PID), (2) робастные методы (SMC), (3) оптимизационные методы (MPC и близкие подходы), (4) обучаемые методы (RL и нейросетевые структуры). Такая классификация напрямую связывает тренды с инженерными требованиями к приводу: предсказуемость и воспроизводимость ядра управления против адаптивности и

способности учитывать сложные критерии качества и ограничения [1].

Полученные результаты отражают сосуществование двух направлений. Первое – обучаемые и оптимизационные методы (прежде всего RL и MPC), ориентированные на адаптацию и формальную оптимизацию по критериям качества/ограничениям. Второе – классические и робастные методы (PI/PID, SMC), обеспечивающие воспроизводимость, интерпретируемость и предсказуемость поведения.

Для PMSM-приводов (в типовых каскадных структурах векторного управления) одновременно важны устойчивость и повторяемость базового контура [1], корректная работа при насыщениях инвертора и дискретной реализации, а также способность компенсировать неопределённости параметров и переменную нагрузку [2]. Чистые обучаемые подходы часто требуют дополнительных механизмов безопасности и валидации на краевых режимах. Поэтому практичный путь – гибридные архитектуры: воспроизводимое ядро управления (например, векторное управление с классическим регулятором тока/скорости или робастный закон скользящего режима) дополняется ограниченным корректирующим модулем (обучаемым или модельно-ориентированным), который отвечает за адаптацию и компенсацию трудно моделируемых эффектов [3].

В инженерной реализации важно контролировать, чтобы выход корректирующего модуля был ограничен по амплитуде и скорости изменения, а при аномалиях система должна возвращаться к базовому контуру. Дополнительно целесообразны механизмы безопасности: ограничители тока и напряжения, детекторы насыщения и логика отключения/снижения влияния надстройки при нештатных ситуациях. Такой подход согласуется с наблюдаемыми трендами: рост интереса к обучаемым и оптимизационным методам не отменяет устойчивого спроса на классические и робастные подходы как основу практических систем.

В контексте PMSM полезно связать наблюдаемые тренды с типовой каскадной структурой управления приводом. Векторное управление включает внутренний токовый контур, который работает на высокой частоте дискретизации и должен обеспечивать предсказуемое поведение при ограничениях по току и напряжению, включая режимы насыщения. На уровне более медленных контуров (скорость/позиция) становится оправданным применение оптимизационных и обучаемых подходов, поскольку там допустимы более крупные шаги дискретизации и появляется смысл оптимизировать критерии качества движения. Это приводит к естественному построению архитектуры: быстрый и воспроизводимый токовый контур (классический или робастный) дополняется более интеллектуальными элементами на верхних уровнях и/или в виде корректирующих модулей.

Практически наиболее удобны два сценария гибридизации. Первый – компенсация неопределённостей: обучаемый модуль оценивает добавку к управляющему воздействию (например, в моментозадающем канале) и формирует ограниченную компенсацию. Второй – адаптация параметров: обучаемый модуль подстраивает коэффициенты базового регулятора в пределах заранее заданных границ. Оба сценария позволяют улучшить качество при нелинейностях и вариациях параметров, сохранив воспроизводимость и безопасность за счёт строгих ограничений на надстройку и возможности деградации к базовому контуру при нештатных режимах [53, 58].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. По данным OpenAlex за 2020-2023 гг. в робототехническом управлении наибольшую долю упоминаний в аннотациях формируют RL и MPC, при сохранении высокой представленности PI/PID и SMC.

2. Научометрический анализ по аннотациям является удобным инструментом первичного выявления трендов, однако требует аккуратной интерпретации из-за неполноты аннотаций, различий в стиле описания методов и смещений индексирования.

3. Для PMSM-приводов практическая мотивация гибридизации состоит в возможности совместить предсказуемость и устойчивость базового контура с адаптивной компенсацией неопределённостей при условии ограниченности корректирующей надстройки и наличия механизмов безопасности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rakhmatillayev J., Bucinskas V., Kabulov N. An integrative review of control strategies in robotics //Robotic Systems and Applications. – 2025.
2. Robot Market Size, Share & Industry Forecast Report, 2025-2034 // Global Market Insights URL: <https://www.gminsights.com/industry-analysis/robot-market> (дата обращения: 09.09.2025).
3. Ajasa A., Aremu M. B., Nasir A. Sliding-Mode Control Strategies for PMSM speed control: A Comprehensive Review, Taxonomy and Research Gaps //arXiv preprint arXiv:2510.18420. – 2025.
4. Buettner M. A., Monzen N., Hackl C. M. Artificial neural network based optimal feedforward torque control of interior permanent magnet synchronous machines: A feasibility study and comparison with the state-of-the-art //Energies. – 2022. – Т. 15. – №. 5. – С. 1838.
5. Huo Y. et al. High Disturbance-Resistant Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors: A BPNN Self-Tuning Improved Sliding Mode Strategy Without Load Observer //Machines. – 2025. – Т. 13. – №. 9. – С. 810.

Татауров А. И.
tataurov.ai@ugatu.su

Хамзин Ф. С.
KhamzinFS@uust.ru

Охотников М. В.
oxothukob@mail.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы Будущего», г. Уфа

ПОВЫШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА БАЗЕ СТАНДАРТНОЙ МОДЕЛИ МАТЛАВ

Аннотация: В работе рассматривается подход к повышению динамических характеристик векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами (PMSM) на базе стандартной модели MATLAB/Simulink. Показано, что исходная конфигурация модели обеспечивает высокое быстродействие (время установления порядка 1,7 мс), однако сопровождается значительным перерегулированием по скорости (около 32 %), что может быть неприемлемо для робототехнических и стендовых приложений. Предложена двухэтапная процедура: автоматизированная настройка ПИ-регулятора скорости по комбинированному критерию качества и внедрение PD-подобного нейро-компенсатора по каналу тока момента I_q , реализованного в виде MATLAB Function-блока. В ходе исследований установлено, что попытки снижения перерегулирования за счёт применения нейросетевых средств оказались недостаточно эффективными без изменения

первоначальной структуры и приводят к росту установившейся ошибки и, как следствие, к снижению практической ценности решения. В связи с этим нейронная часть была далее использована исключительно для компенсации ступенчатой нагрузки, а сравнительный анализ режимов FOC и FOC+NN выполнялся с момента времени, где скорость приближалась к установившемуся значению. Полученные результаты показали, что гибридный режим обеспечивает меньший провал скорости и более низкий пик тока при приложении внешней нагрузки, при этом время восстановления не ухудшается.

Ключевые слова: моделирование, MATLAB, FOC, PMSM, ПИ-регулятор, нейрокомпенсатор.

Tataurov A. I.
tataurov.ai@ugatu.su

Khamzin F. S.
KhamzinFS@uust.ru

Okhotnikov M. V.
oxothukob@mail.ru

Ufa University of Science and Technology, Future Motors School, Ufa, Advanced Engineering School "Motors of the Future", Ufa

IMPROVING THE DYNAMIC PERFORMANCE OF VECTOR CONTROL FOR A PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR BASED ON A STANDARD MATLAB MODEL

Abstract: This work presents an approach to improving the dynamic performance of vector control for a permanent-magnet synchronous motor (PMSM) based on a standard MATLAB/Simulink model. It is shown that the default configuration of the model provides high speed of response (settling time of approximately 1.7 ms), but exhibits considerable overshoot in speed (about 32%), which may be unacceptable for robotic and test-bench applications. A two-stage procedure is proposed: automated tuning of the speed PI controller using a combined performance criterion, and the introduction of a PD-like neural compensator in the torque-producing current channel I_q , implemented as a MATLAB Function block. The study found that attempts to reduce overshoot by means of neural-network tools were insufficiently effective without modifying the original control structure and led to an increase in steady-state error and, consequently, a decrease in practical value. Therefore, the neural component was subsequently used solely for compensating step disturbances, and the comparative analysis of FOC and FOC+NN modes was performed starting from the moment when the speed approached its steady-state value. The results demonstrate that the hybrid mode provides a smaller speed drop and a lower current peak under an external load step, while maintaining the same recovery time.

Keywords: modeling, MATLAB, FOC, PMSM, PI controller, neural compensator.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение динамических показателей электроприводов на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами (PMSM) остается актуальной задачей для робототехнических систем, испытательных стендов и высокоточных исполнительных механизмов. В подобных приложениях требуется не только малое отклонение от установившейся скорости, минимальное время переходного процесса, но и ограниченное перерегулирование при ступенчатых воздействиях, поскольку избыточный бросок

скорости приводит к росту механических нагрузок, увеличению колебаний электромагнитного момента и в том числе к ухудшению воспроизводимости результата. Наиболее распространенным решением управления для PMSM является векторное управление (FOC), реализующее регулирование токов в осях d и q и внешний контур скорости на ПИ-регулятор [1]. Однако даже в типовых эталонных моделях MATLAB/Simulink при стандартных параметрах контура скорости могут фиксироваться значительные перерегулирование и время реакции на ступенчатые возмущения, что для некоторых задач является критичным и требует решения проблемы.

В последние годы активно развиваются гибридные методы управления, в которых к объяснимой и проверенной временем классической части добавляется узконаправленный адаптивный или нейросетевой элемент [2-4]. Преимуществом подобного подхода в том, что базовая структура FOC сохраняет устойчивость и предсказуемость, а интеллектуальная надстройка работает только при соблюдении определенных условий, уменьшая перерегулирование или ускоряя восстановление системы после нагрузки. Для практического внедрения в текущие проекты такая надстройка должна встраиваться поверх существующей модели, использовать те же сигналы (скорость, ток), а также иметь строго регламентированные ограничения по выходу и поддаваться автоматической настройке.

Целью настоящей работы является повышение динамических показателей электропривода на основе стандартной модели MATLAB `mcb_pmsm_foc_sim.slx` [5] за счет оптимизации коэффициентов ПИ-регулятора скорости и добавления в канал задания тока момента I_q PD-подобного нейро-компенсатора.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Постановка задачи

Исходное моделирование показало, что стандартная конфигурация модели `mcb_pmsm_foc_sim.slx` при ступенчатом задании скорости 1500 об/мин и ступени момента нагрузки 0,05 Нм формирует переходный процесс со следующими показателями:

- время установления по полосе $\pm 5\%$: $t_s \approx 0,0017$ с;
- перерегулирование: $\sigma \approx 32,27\%$;
- установившаяся ошибка: $e_{ss} \approx 2,58$ об/мин.

Несмотря на то, что быстродействие системы находится на приемлемом уровне, величина перерегулирования является завышенной. Поэтому в работе ставятся три последовательные задачи:

1. Снизить перерегулирование в исходной модели без значительного ухудшения прочих метрик.
2. Встроить в оптимизированную модель нейро-компенсатор по каналу I_q для компенсации ступенчатой нагрузки.
3. Провести сравнительный анализ реакции оптимизированной структуры FOC и гибридного режима FOC+NN на ступенчатую нагрузку.

Метрики качества и критерий оптимизации

Для того, чтобы автоматизировать подбор коэффициентов ПИ-регулятора скорости и объективно сравнивать большое число прогонов, в работе рассматривались три классические метрики качества переходного процесса:

- Время установления t_s – время выхода скорости в полосу $\pm 5\%$ от заданного значения. Отражает быстродействие системы.
- Перерегулирование σ – относительно превышение максимального значения скорости над заданием в процентах. Отражает «избыточность» реакции системы.
- Установившаяся ошибка e_{ss} – разность между заданием по скорости и установившимся значением в конце моделирования. Отражает точность системы в установившемся режиме.

В качестве целевой функции при переборе коэффициентов PI-регулятора вводился

комбинированный критерий, полученный опытным путем:

$$J(K_p, K_i) = \begin{cases} +\infty & \sigma > 30\% \\ t_s + 0,03 \cdot |\sigma| + 0,002 \cdot e_{ss}, & \sigma < 30\% \end{cases}$$

Приоритетом критерия является сохранение быстродействия и умеренный штраф на рост перерегулирования, однако небольшие изменения установившейся ошибки допускаются, так как в ряде приводных задач, за исключением высокоточных решений, они не критичны.

Автотюн ПИ-регулятор скорости

Подбор коэффициентов пропорциональной и интегральной составляющих ПИ-регулятора производился автоматизировано по скрипту, где:

- Взято 5 значений из отрезка $K_p \in [2,0; 3,0]$;
- Взято 10 значений из отрезка $K_i \in [20; 30]$.

Для каждого набора значений производился прогон модели в одних и тех же условиях с последующим расчетом метрик качеств. За основу брался набор с наименьшим значением целевой функции. В таблице 1 приведены результаты расчета, на рисунке 1 график скорости от времени.

Таблица 1 – Метрика качества оптимизированной модели

K_p	K_i	t_s, c	$\sigma, \%$	$e_{ss}, \text{об/мин}$
2,5	28,89	0,0018	19,98	5,65

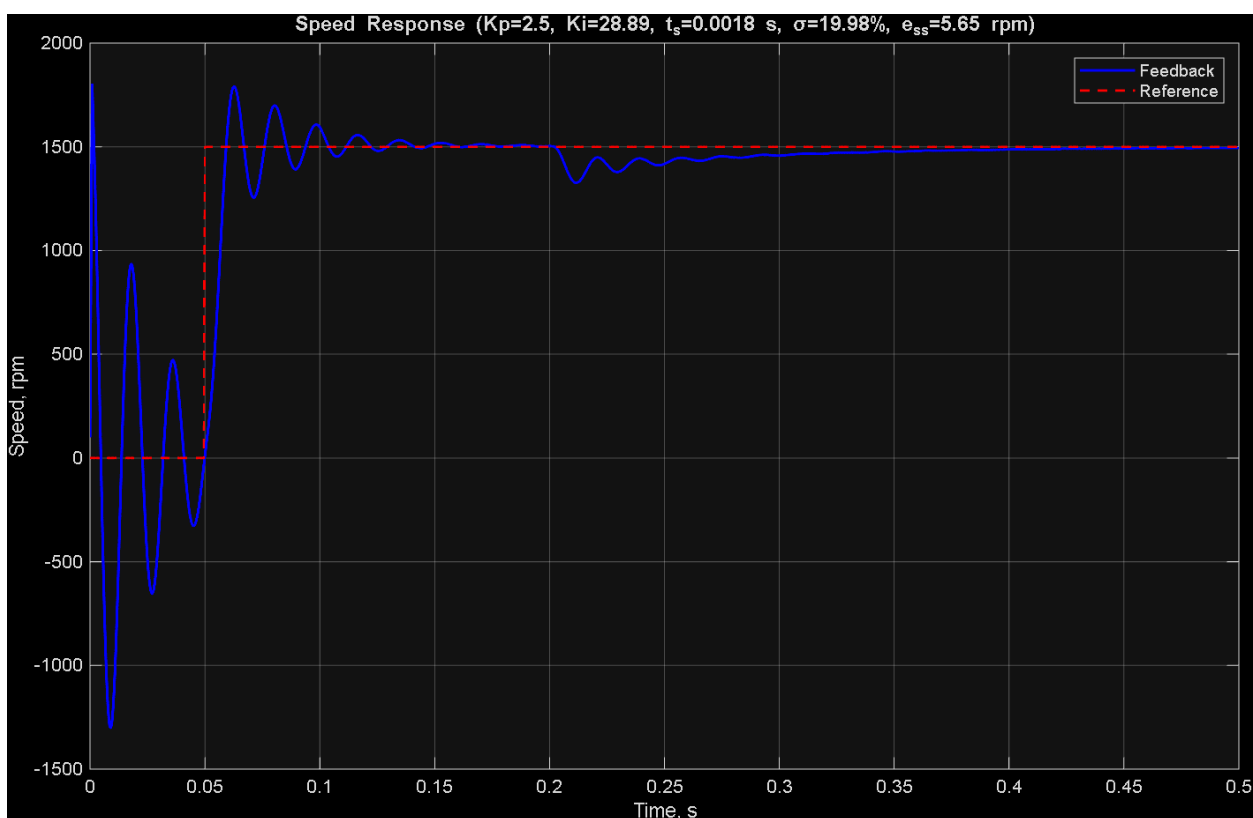


Рисунок 1 – Переходная характеристика скорости электропривода при ступенчатом изменении задания

Таким образом при помощи подбора оптимальных коэффициентов ПИ-регулятора удалось снизить перерегулирование на ~12% при незначительном ухудшении времени и ошибки установления.

Также в ходе работы был реализован оффлайн-вариант нейроавтотюна на основе

нелинейной суррогатной модели скорости, где добавка по току момента ΔI_q подбиралась так, чтобы уменьшить перерегулирование. Этот подход действительно позволил сократить σ с $\sim 20\%$ (после ПИ-автотюна) до $\sim 17\%$. Однако одновременное увеличение установившейся ошибки (до $e_{ss} = 13,20$ об/мин) и времени установления (до $t_s = 0,002$) показало, что такое уменьшение перерегулирования в данном контуре ухудшает установившийся режим ради снижения броска скорости при старте.

Поэтому было принято использовать нейро-компенсатор строго в тот момент, когда он действительно позволяет улучшить переходный процесс – при приложении внешнего момента нагрузки.

Назначение нейро-компенсатора

Разработанный нейро-компенсатор представляет собой надстроечное корректирующее звено, включаемое в канал формирования тока момента I_q поверх уже настроенного контура скорости ФОС. Его назначение – это не замена штатного ПИ-регулятора скорости, а локальное улучшение реакции электропривода на возмущения по моменту нагрузки при сохранении исходной структуры управления.

По своей математической формуле компенсатор является PD-подобным устройством с дополнительным входом по ошибке тока и с настраиваемыми параметрами усиления и насыщения.

Входной набор параметров компенсатора включает три величины:

- текущая ошибка по скорости

$$e = \omega_{ref} - \omega_{fb},$$

где ω_{ref} – скорость задания, ω_{fb} – измеренная скорость (обратная связь);

- дискретная производная ошибки скорости

$$e' = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_{s,speed}},$$

Где $T_{s,speed}$ – шаг дискретизации контура скорости;

- ошибка по току

$$\Delta I_q^{err} = I_{q,ref,PI} - I_{q,fb},$$

где $I_{q,ref,PI}$ – ток момента, сформированный ПИ-регулятором скорости, $I_{q,fb}$ – измеренный ток по оси q .

Первые две величины формируют классическую PD-часть, обеспечивающую реакцию на отклонение и демпфирование переходного процесса, третья – связывает нейро-компенсатор с внутренними токовыми контурами для возможности подхватить ситуацию, когда ПИ-регулятор скорости запросил увеличение момента, но фактический ток еще не достиг требуемого значения. Линейная комбинация этих трех сигналов со своими жестко определенными коэффициентами образуют «сырое» корректирующее воздействие.

Для того, чтобы компенсатор реагировал именно на изменение нагрузки, как изначально и планировалось, в него введен весовой коэффициент, зависящий от величины ошибки скорости. Это сделано для того, чтобы ограничить влияние компенсатора в режимах с большим рассогласованием (пуск, резкое изменение задания скорости) и обеспечить его работу в окрестности установившегося режима. При малых значениях ошибки коэффициент близок к единице, и компенсатор формирует корректирующее воздействие в полном объеме (подавляет просадку скорости под действием нагрузки). При увеличении ошибки коэффициент убывает, вследствие чего вклад нейро-компенсатора в общий управляющий сигнал уменьшается (не вмешивается в прочую динамику привода).

«Сырое» воздействие масштабируется на настраиваемый коэффициент NN_gain , задающий интенсивность и чувствительность нейро-части, то есть при малых значениях

компенсатор почти не влияет на результирующий сигнал ПИ-регулятора, при больших – заметно подхватывает провал скорости.

Ключевым элементом архитектуры является насыщение по параметру NN_IqLim . Этот параметр отвечает за то, чтобы нейро-компенсатор оставался вспомогательным звеном по отношению к основному ПИ-регулятору скорости и не мог вызвать чрезмерный токовый отклик, даже, если комбинация ошибок выдает крупное корректирующее значение. Таким образом, на выход в канал I_q подается сигнал, ограниченный сверху и снизу величиной $\pm NN_IqLim$. Для повышения гладкости используется мягкое \tanh -подобное насыщение, что исключает резкие изломы.

Параметры NN_gain и NN_IqLim , как и коэффициенты ПИ-регулятора, подбираются тем же автоматизированным подбором по единой целевой функции

$$J = t_s + 0,03 \cdot |\sigma| + 0,002 \cdot e_{ss}$$

с предварительной отбраковкой заведомо неудачных режимов (чрезмерное перерегулирование или большая установившаяся ошибка).

Постановка эксперимента и результаты моделирования

После всех подготовительных этапов были промоделированы и сопоставлены результаты работы двух вариантов системы: классического FOC с оптимизированными параметрами ПИ-регулятора скорости и FOC с надстроенным NN-компенсатором. Сравнительный анализ выполнялся в интервале времени 0,15...0,35 с, что позволило исключить из рассмотрения пусковой переходный процесс и оценивать исключительно реакцию привода на ступенчатое возмущение по моменту. Степень нагрузки задавалась в момент времени $t_{load} = 0,20$ с; последовательно исследовались пять уровней нагрузки в диапазоне 0,05...0,25 Нм. Скорость задания $\omega = 1500$ об/мин.

Данные моделирования приведены в таблице 2, графики скорости приведены на рисунке 2.

Таблица 2 – Результаты моделирования

T_{load} , Нм	NN_gain	NN_IqLim	$\omega_{min,FOC}$, об/мин	$\omega_{min,NN}$, об/мин	$\Delta\omega$, об/мин	$I_{q_peak,FOC}$, А	$I_{q_peak,NN}$, А	ΔI_q , А
0,05	0,052	0,46	1335,18	1381,39	46,21	1,80	1,68	0,118
0,10	0,064	0,52	1138,36	1224,06	85,71	3,60	3,29	0,312
0,15	0,076	0,58	942,62	1055,82	113,20	5,40	5,00	0,407
0,20	0,088	0,64	747,44	874,01	126,57	7,19	6,77	0,418
0,25	0,100	0,70	552,61	686,37	133,76	8,98	8,57	0,403

Примечание: T_{load} – степень нагрузки; $\omega_{min,FOC}$, $\omega_{min,NN}$ – минимальная частота вращения просадки скорости в момент подачи нагрузки для режимов FOC и FOC+NN соответственно; $\Delta\omega$ – разница частот двух режимов на одной ступени нагрузки; $I_{q_peak,FOC}$, $I_{q_peak,NN}$ – пиковый ток по оси q в момент подачи нагрузки для режимов FOC и FOC+NN соответственно; ΔI_q – разница токов двух режимов на одной ступени нагрузки.

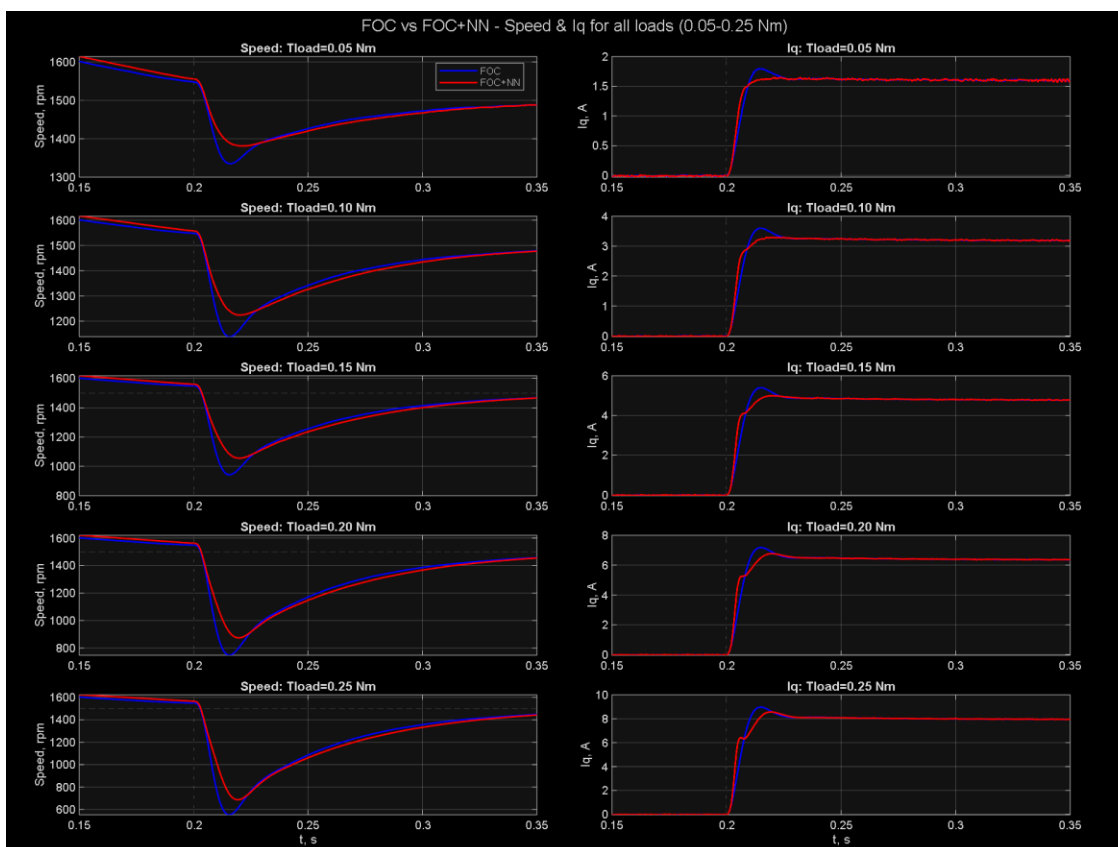


Рисунок 2 – Переходные процессы скорости и тока по оси q для классического FOC и гибридного режима FOC+NN при ступенчатом приложении момента нагрузки

По результатам моделирования стоит отметить, что гибридный режим дает большую минимальную скорость после приложения нагрузки для всех значений момента, то есть провал скорости уменьшается. Разница $\Delta\omega$ растет с увеличением нагрузки. Пиковое значение тока момента чуть ниже, чем в чистом FOC (примерно на 0,1-0,4 А), что говорит о большей энергоэффективности гибридного режима. Параметры нейро-компенсатора NN_gain и NN_IqLim закономерно увеличиваются с ростом нагрузки и достигают максимально разрешенного кодом автотюна (0,1 и 0,7 соответственно), что дает возможность дальнейшей оптимизации и усовершенствования разработанного компенсатора.

В совокупности это позволяет сформулировать главный прикладной результат: встроенный в контур скоростного FOC PD-подобный нейро-компенсатор позволяет уменьшить провал скорости и пик тока при ступенчатой нагрузке без ухудшения времени восстановления.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе показано, что даже на эталонной модели PMSM с векторным управлением, поставляемой в среде MATLAB, можно добиться ощутимого улучшения динамики без изменения структуры привода. Предложена двухэтапная процедура: сначала автотюн ПИ-регулятора скорости по комбинированному критерию качества, затем встраивание и автоподбор параметров PD-подобного нейро-компенсатора по каналу тока момента. По результатам серии моделирований для ступеней нагрузки 0,05-0,25 Нм подтверждено, что гибридный режим (FOC+NN) обеспечивает меньший провал скорости и меньшее пиковое значение тока по сравнению с классическим FOC, при этом время восстановления не ухудшается. Используемые метрики (время установления, перерегулирование, установившаяся ошибка) выбраны как стандартные для оценки переходных процессов и

позволяют автоматически сравнивать десятки прогонов, что важно при работе с автотюном.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kuvvetli I. et al. An adaptive neurofuzzy inference system controller design of an SPMSM drive for multicopter applications //Transactions of the Institute of Measurement and Control. – 2024. – С.
2. Minh Nguyet N. T., Ba D. X. A neural flexible PID controller for task-space control of robotic manipulators //Frontiers in Robotics and AI. – 2023. – Т. 9. – С.
3. Elele M. J. M. et al. Compensating PI Controller's Transients with Tiny Neural Network for Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors //World Electric Vehicle Journal. – 2025. – Т. 16. – №. 4. – С. 236.
4. Huang Z. et al. Fuzzy inference system enabled neural network feedforward compensation for position leap control of DC servo motor //Scientific Reports. – 2024. – Т. 14. – №. 1. – С.
5. Code Verification and Profiling Using PIL Testing // mathworks URL: <https://ww2.mathworks.cn/help/mcb/gs/code-verification-profiling-using-pil.html> (дата обращения: 04.11.2025).

*Терешкин В. М., Мулюков А. А., Ахмадеев А. Р.
UFAUNIVERSITY@BK.RU*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий»

УТОЧНЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ ШИМ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ СИНУСНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ В ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЕ

Аннотация: Синусная широтно-импульсная модуляция (SPWM) – это один из режимов работы цифрового регулятора, предназначенный для управления выходным напряжением преобразователя. Величина ШИМ (или коэффициент заполнения импульса) влияет на коэффициент использования по напряжению. В работе проведено исследование по уточнению величины ШИМ, при которой возможно максимальное значение синусоидального результирующего напряжения. В исследованиях использованы методы векторного анализа и непрерывные преобразования Фурье применительно к нечетной функции.

Результаты работы могут найти применение в дальнейших исследованиях электропривода на основе многофазного двигателя.

Ключевые слова. Синусная широтно-импульсная модуляция, результирующий вектор напряжения, коэффициент заполнения импульса.

*Tereshkin V. M., Mulyukov A. A., Akhmadeev A. R.
UFAUNIVERSITY@BK.RU*

Ufa University of Science and Technology,

REFINEMENT OF THE PWM VALUE WHEN IMPLEMENTING SINE PULSE WIDTH MODULATION IN A THREE-PHASE SYSTEM

Abstract: Sine pulse width modulation (SPWM) is one of the modes of operation of a digital regulator designed to control the output voltage of a converter. The PWM value (or pulse fill

factor) affects the voltage utilization factor. A study has been conducted to refine the PWM value at which the maximum value of the sinusoidal resultant voltage is possible. The research uses methods of vector analysis and continuous Fourier transforms applied to an odd function. The results of the work can be used in further studies of an electric drive based on a multiphase motor.

Keywords. Sine pulse width modulation, resulting voltage vector, pulse fill factor.

ВВЕДЕНИЕ

В современной электротяге широкое применение находят трехфазные двигатели (двигатели с вращающимся полем), которые успешно конкурируют с щеточно-коллекторными двигателями (двигателями с неподвижным полем) [1-4]. Это стало возможно благодаря прогрессу в силовой электронике и цифровых системах управления на основе микроконтроллеров, которые реализуют методы векторного управления. В автомобильном транспорте и в малой авиации разработки электротяги на основе трехфазного двигателя лежат в области практического применения и уверенно конкурирует с тепловыми двигателями [5].

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Для иллюстрации процессов, происходящих при формировании симметричного трехфазного напряжения, на рис.1 представлена функциональная схема подключения трехфазной обмотки электродвигателя к вентильному преобразователю; верхние ключи преобразователя обозначены нечетными числами, нижние ключи – четными числами; предполагается, что входное напряжение преобразователя равно единице ($U_{вх} = 1$);

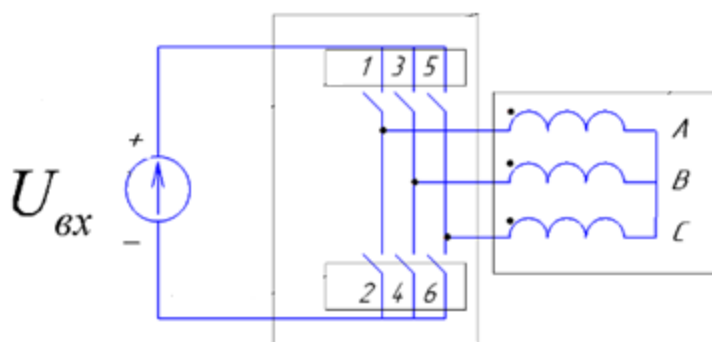


Рисунок 1 – Функциональная схема подключения трехфазной обмотки электродвигателя

Известно, что при реализации пространственно-векторной модуляции в трехфазной системе (при единичном входном напряжении преобразователя) форма фазного напряжения имеет вид, представленный на рис.2. На рисунке приведены теоретическая и экспериментальная временные диаграммы фазного напряжения. Нижняя часть экспериментальной диаграммы фазного напряжения соответствует пульсации потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя.

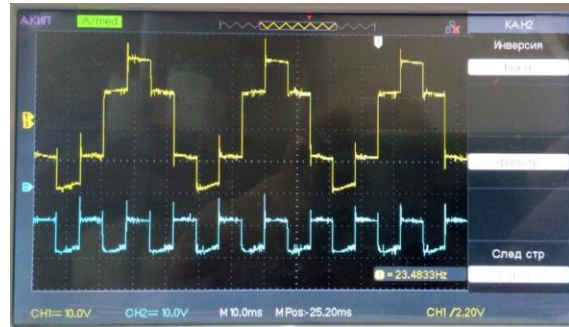
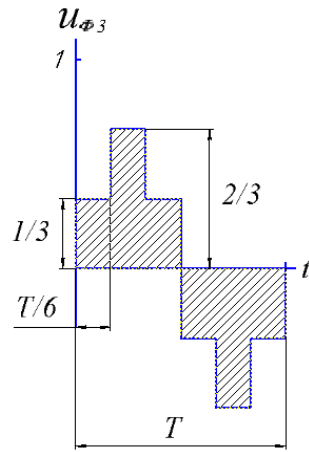


Рисунок 2 – Временные диаграммы фазного напряжения (теоретическая и экспериментальная)

Аналитически ступенчатая функция фазного напряжения $U_{\phi 3}$ может быть представлена как функция времени $u(t)$ в следующем виде:

$$u(t) = \begin{cases} 1/3 & (0 < t < \frac{\pi}{3}) \\ 2/3 & (\frac{\pi}{3} < t < \frac{2\pi}{3}) \\ 1/3 & (\frac{2\pi}{3} < t < \pi) \end{cases}$$

Функция нечетная, поэтому амплитуда первой гармоники функции определяется выражением:

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{3} \sin t dt + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2}{3} \sin t dt + \frac{2}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{1}{3} \sin t dt$$

Интегрируя и подставляя численные значения аргументов, получим:

$$b_1 = -\frac{2}{\pi} \frac{1}{3} (\cos \frac{\pi}{3} - \cos 0) - \frac{2}{\pi} \frac{2}{3} (\cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{\pi}{3}) - \frac{2}{\pi} \frac{1}{3} (\cos \pi - \cos \frac{2\pi}{3}) = \frac{2}{\pi} \quad (1)$$

Величина $b_1 = \frac{2}{\pi}$ равна модулю обобщенного вектора напряжения; величина $\frac{2}{\pi} \frac{3}{2} = \frac{3}{\pi}$ равна модулю результирующего вектора напряжения; модуль базового вектора при этом равен 1.

На рис. 3 представлено симметричное трехфазное напряжение ступенчатой формы, которое формируется при реализации алгоритма пространственно-векторной модуляции, а также синусоидальное напряжение по первой гармонике ступенчатого напряжения. Амплитуда синусоиды при ШИМ 100% равна $b_1 = \frac{2}{\pi}$. Амплитуда синусоиды - это модуль обобщенного вектора напряжения.

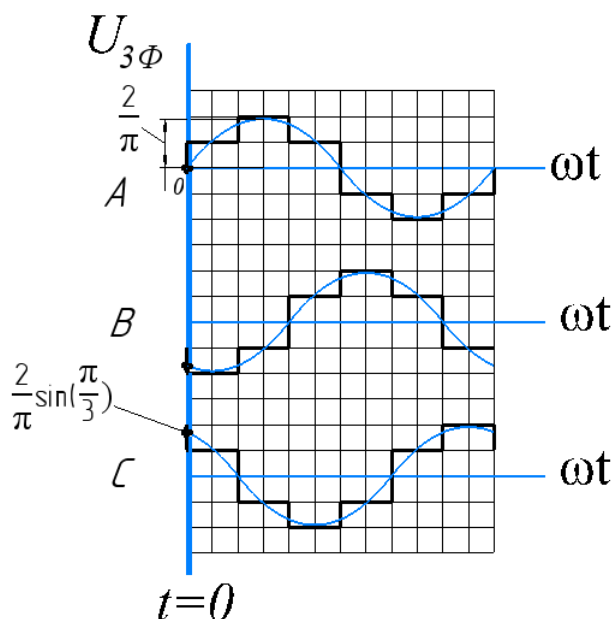


Рисунок 3 – Симметричное трехфазное напряжение, полученное в результате 6-ти ступенчатой коммутации преобразователя

Определим максимально возможную величину модуля обобщенного вектора (амплитуду синусоиды) U_m симметричного трехфазного напряжения, изображенного на рис.3, после режима синусной широтно-импульсной напряжения (SPWM). (Величина U_m соответствует модулю обобщенного вектора, а модуль результирующего вектора равен: $\frac{3}{2}U_m$).

Для нулевого момента времени $t=0$ (по рис.3), при котором значение одного фазного напряжения должно быть равно нулю, а два других значения равны $\frac{\sqrt{3}}{2}U_m$ и $-\frac{\sqrt{3}}{2}U_m$, справедлива эквивалентная схема дискретного состояния, изображенная на рис.4. Предполагаем ШИМ дискретного состояния «синусной модуляции» 100%.

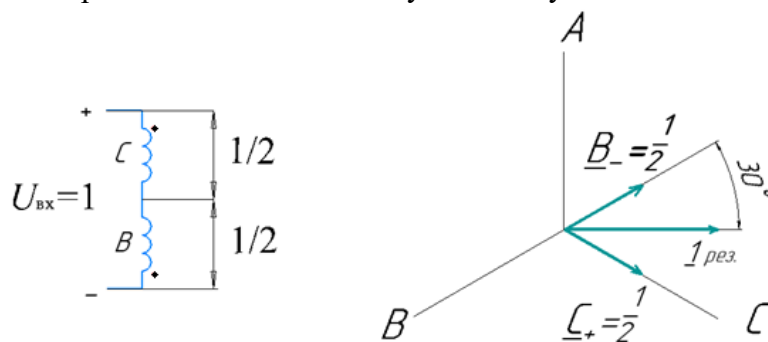


Рисунок 4 – Эквивалентная схема нагрузки преобразователя и построение результирующего дискретного вектора напряжения $\underline{1}$

Результирующий дискретный вектор напряжения формируется замыканием ключей 4,5 (рис.1), что соответствует логическому состоянию преобразователя x01.

Величина ШИМ «синусной модуляции» логического состояния x_{01} предопределяет величину амплитуды формируемой синусоиды результирующего напряжения (исходя из предположения достаточно высокой степени дискретизации по времени). Если ШИМ 100%, то для момента времени $t=0$ амплитуда будет максимальна и модуль результирующего вектора непрерывного вращения, а фактически модуль результирующего вектора дискретных состояний режима «синусной модуляции» (SPWM), определяется выражением:

$$|u|_{PEZ} = \frac{1}{2} \cdot \cos 30^\circ + \frac{1}{2} \cdot \cos 30^\circ = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2)$$

Максимально возможный модуль обобщенного вектора (амплитуда синусоиды) определяется:

$$|U_m| = \frac{2}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$$

Требуемая величина ШИМ определяется из уравнения в соответствии с (1):

$$\begin{aligned} -\frac{2}{\pi} \frac{1}{3} X (\cos \frac{\pi}{3} - \cos 0) - \frac{2}{\pi} \frac{2}{3} X (\cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{\pi}{3}) - \frac{2}{\pi} \frac{1}{3} + (\cos \pi - \cos \frac{2\pi}{3}) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{\pi} \frac{1}{3} X + \frac{2}{\pi} \frac{2}{3} X &= \frac{1}{\sqrt{3}} \end{aligned}$$

$$X = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = \frac{\pi}{3} \sin \frac{\pi}{3} = 0,9$$

Т.е., чтобы получить максимально возможную величину синусоидального результирующего напряжения, равную $\frac{\sqrt{3}}{2}$, необходим ШИМ 90%. Тогда амплитуда синусоиды результирующего напряжения будет равна:

$$\frac{3}{\pi} X = \frac{3}{\pi} \frac{\pi}{3} \sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$$

Если реализовать ШИМ с величиной $\frac{\sqrt{3}}{2}$, как указано в статье [6], то амплитуда первой гармоники фазного напряжения будет определяться выражением:

$$-\frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{6} (\frac{1}{2} - 1) - \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{3} (-\frac{1}{2} - \frac{1}{2}) - \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{6} (-1 + \frac{1}{2}) = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{6} + \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{3} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0,551$$

Амплитуда синусоиды результирующего напряжения при этом будет равна:

$$U_{PEZ} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{3}{2} = \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = 0,827$$

Таким образом, максимальная величина ШИМ, при которой может быть реализован режим SPWM, равна: $\frac{\pi}{3} \sin \frac{\pi}{3} = 0,9$.

Амплитуда первой гармоники функции, приведенной на рис.2, равна $\frac{2}{\pi}$. Это следует из аналитического выражения (1). Теоретическая функция по рис.2 соответствует ШИМ 100%. Величина $b_1 = \frac{2}{\pi}$ соответствует модулю обобщенного вектора. Модуль

результатирующего вектора равен $\frac{3}{2} \frac{2}{\pi} = \frac{3}{\pi} = 0,955$.

Однако, как следует из рис.4 и аналитического выражения (2), максимальная величина модуля результирующего вектора, который соответствует амплитуде синусоиды результирующего напряжения, не может превышать величину $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$.

Если в уравнении (2) предположить вместо $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$ величину $\frac{3}{2} \frac{2}{\pi} = \frac{3}{\pi} = 0,955$, то уравнение (2) примет вид:

$$y \frac{\sqrt{3}}{2} + y \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3}{\pi}.$$

Т.е. модуль базиса по рис.4 равен: $y = \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0,55$, что физически невозможно, т.к. при единичном входном напряжении преобразователя модуль базиса не может превышать величину $\frac{1}{2}$.

Этому явлению можно дать следующее объяснение. В спектре функции фазного напряжения по рис.2 при ШИМ 100% присутствуют высшие гармоники, которые исключают возможность обобщенному вектору с модулем $\frac{2}{\pi}$ «трансформироваться» в результирующий вектор с модулем $\frac{3}{\pi}$. Вводя ШИМ с коэффициентом заполнения 0,9, обеспечивается снижения амплитуд высших гармоник в спектре при одновременном понижении амплитуды первой гармоники результирующего напряжения (модуля результирующего вектора). Т.е. синусоидальность результирующего напряжения достигается за счет уменьшения коэффициента использования по напряжению на 10%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. При реализации синусной ШИМ (SPWM) максимальный модуль результирующего вектора равен $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$, что достигается при коэффициенте заполнения 0,9.

2. Коррекция максимальной величины ШИМ до 0,9 (по сравнению с величиной ШИМ $\frac{\sqrt{3}}{2}$) позволяет повысить коэффициент использования по напряжению в $\frac{\pi}{3} = 1,05$ раз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В. И. Ленина». – Иваново, 2008. – 320 с. ISBN 978-5-89482-579-3.

2. Виноградов А. Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А. Б. Виноградов, И. Ю. Колодин // Электричество. 2007. №2. С. 44-50.

3. Козярук А. Е. Современные эффективные электроприводы производственных и транспортных механизмов // Электротехника. 2019. №3. С.33-37.

4. Томасов В. С., Усольцев А. А., Вертегел Д. А., Денисов К. М. Исследование пульсаций электромагнитного момента в прецизионном сервоприводе при синусоидальной широтно-импульсной модуляции // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2019. Т.19. № 2. С. 359–368. doi: 10.17586/2226-1494-2019-

19-2-359-368.

5. Electric Vehicles - Analysis - IEA // URL: <https://www.iea.org/reports/electric-vehicles>.

6. Терешкин В. М., Рафиков А. М., Гришин Д. А., Терешкин В. В. Влияние числа фаз двигателя на коэффициент использования по напряжению в режиме синусной широтно-импульсной модуляции. // Вестник Московского энергетического института. 2024. №2. С. 55-64.

Фархутдинов Р. И.
4587540@gmail.com

Щепин Д. И.
i.am.nezyko@gmail.com

*ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы Будущего»,
Уфа*

РОЛЬ ИОТ И ОБЛАЧНЫХ ПЛАТФОРМ В МОНИТОРИНГЕ И УПРАВЛЕНИИ РАСПРЕДЕЛЁННЫМИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ

Аннотация: В статье представлен систематизированный обзор современных подходов к мониторингу и управлению распределёнными электромеханическими системами (РЭМС) на основе технологий Интернета вещей (IoT) и облачных вычислений. На основе анализа предоставленных источников показано, как интеграция датчиков, телеметрических платформ и облачной аналитики позволяет реализовать концепцию интеллектуального технического обслуживания (ИОМ). Рассматриваются архитектуры систем на базе микросервисов и распределённых очередей сообщений (Kafka), а также современные алгоритмы обработки данных — от обнаружения аномалий (Isolation Forest) до полунедзорного обучения (IF-GBDT) для прогнозирования отказов при недостатке размеченных данных. Особое внимание уделено роли граничных (edge) и облачных вычислений в обеспечении низкой задержки и масштабируемости систем мониторинга. Подчёркивается, что эффективное управление РЭМС возможно только при синергии технологий сбора данных, их передачи и интеллектуальной обработки как на периферии, так и в облаке.

Ключевые слова: распределённые электромеханические системы, Интернет вещей, облачные платформы, интеллектуальное техническое обслуживание, киберфизические системы.

Farkhutdinov R. I.
4587540@gmail.com

Shchepin D. I.
i.am.nezyko@gmail.com

Ufa University of Science and Technology, Motor of the Future, Ufa

THE ROLE OF IOT AND CLOUD PLATFORMS IN MONITORING AND CONTROL OF DISTRIBUTED ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Abstract: The article presents a systematic review of modern approaches to monitoring and control of distributed electromechanical systems (DEMS) based on Internet of Things (IoT) and cloud computing technologies. Analysis of the provided sources demonstrates how the integration of

sensors, telemetry platforms, and cloud-based analytics enables the implementation of intelligent operation and maintenance (IOM). The paper examines system architectures built upon microservices and distributed message queues (Kafka), as well as modern data processing algorithms—from anomaly detection (Isolation Forest) to semi-supervised learning (IF-GBDT)—for failure prediction under conditions of limited labeled data. Special attention is given to the role of edge and cloud computing in ensuring low latency and scalability of monitoring systems. It is emphasized that effective DEMS management is achievable only through the synergy of data acquisition, transmission, and intelligent processing both at the edge and in the cloud.

Keywords: distributed electromechanical systems, Internet of Things, cloud platforms, intelligent operation and maintenance, cyber-physical systems.

ВВЕДЕНИЕ

Современные электромеханические комплексы всё чаще приобретают распределённую топологию - от энергетических сетей, охватывающих обширные территории, до промышленных линий с гибкими механическими связями. Такие системы объединяют генерацию, передачу, распределение и потребление, формируя сложные киберфизические структуры. В них физическое состояние оборудования напрямую зависит от корректности цифровых процессов управления и мониторинга. Эта взаимосвязь делает критически важным обеспечение согласованности между динамикой механических компонентов и логикой цифровых управляющих алгоритмов.

Особенно остро проблема управления возникает в системах с распределёнными параметрами в механической части. В таких системах, как показано в работе [3], гибкие элементы - например, канаты в подъёмных установках или длинные валы в трансмиссиях - вносят упругие деформации, которые могут вызывать резонансные колебания и, как следствие, нестабильность в замкнутом контуре управления. Эксперименты, проведённые на специализированном стенде с использованием программного комплекса StrimServer и CANMonitor, продемонстрировали рост амплитуды тока в 1,83 раза на резонансной частоте, что подтверждает теоретические расчёты с погрешностью не более 10% [3]. Это указывает на необходимость учёта распределённого характера механической части при проектировании систем диагностики и управления.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Ключевым вызовом эксплуатации РЭМС становится обеспечение надёжности при допустимых затратах. Традиционные стратегии, основанные на планово-предупредительных осмотрах или устранении неполадок после их возникновения, оказываются неэффективными из-за высокой стоимости остановов, сложной топологии и масштаба инфраструктуры. В ответ на эти вызовы развивается подход, ориентированный на интеллектуальное техническое обслуживание (IOM), где центральную роль играет непрерывный сбор и анализ данных в реальном времени.

Современные платформы IOM строятся по трёхуровневой схеме:

1. сбор данных с помощью датчиков,
2. передача данных по коммуникационным каналам,
3. аналитическая обработка в распределённой вычислительной среде.

На уровне сбора используются «умные» сенсоры, фиксирующие ключевые параметры состояния оборудования: электрические (напряжение, ток), механические (вибрация, температура) и геолокационные данные [1, 6]. Важно, что современные устройства способны выполнять предварительную обработку информации прямо на месте установки - так называемые крайние (edge) вычисления. Это не только снижает объём передаваемых данных, но и уменьшает задержки, что критично для систем с жёсткими требованиями к времени реакции [4]. Такой подход позволяет сформировать на периферии «первый фильтр» состояния оборудования, отсеивая шум и выделяя значимые события.

Для доставки информации в центр обработки применяются надёжные протоколы и

архитектуры очередей сообщений. В частности, Kafka-кластеры обеспечивают отказоустойчивую и конкурентную передачу потоков данных от множества источников, при этом поддерживая масштабируемость и гибкость системы [1]. Kafka выступает в роли буфера, развязывающего скорости генерации данных на периферии и их потребления в облаке, что повышает общую устойчивость платформы к пиковым нагрузкам.

Ядром платформы ИОМ выступает аналитическая подсистема. В работах, посвящённых такой архитектуре [1, 5], предлагается использовать микросервисный подход совместно с такими компонентами, как Spark для распределённой обработки и MongoDB для хранения. Такая организация позволяет легко модифицировать отдельные модули без влияния на всю систему, что упрощает сопровождение и расширение функционала. Основные задачи аналитического уровня - очистка данных, выявление аномалий и прогнозирование отказов.

Одной из сложностей при построении моделей прогнозирования является нехватка размеченных данных - то есть записей, содержащих помимо параметров состояния ещё и экспертную метку типа отказа. В реальных условиях получение таких меток требует длительных наблюдений, полевых испытаний и участия высококвалифицированных специалистов, что делает процесс дорогостоящим и трудоёмким [1].

Для решения этой проблемы был предложен полунадзорный метод IF-GBDT, сочетающий два этапа. На первом этапе алгоритм Isolation Forest (iForest) анализирует небольшую выборку с известными метками и формирует критерий аномальности. Этот алгоритм эффективен, поскольку он не пытается моделировать «нормальное» поведение системы, а ищет редкие экземпляры, которые легко изолировать в пространстве признаков. Затем этот критерий применяется к большому массиву неразмеченных данных, автоматически распределяя их по классам: «отказ» или «норма». На втором этапе полученный расширенный набор используется для обучения модели Gradient Boosting Decision Tree (GBDT). Такой подход значительно повышает точность прогноза даже при ограниченном объёме исходных размеченных данных [1].

Обнаружение аномалий может выполняться разными методами. Помимо iForest, в практике ИОМ применяются статистические методы, такие как Vox-plot, и анализ временных рядов [5, 6]. Vox-plot особенно эффективен на начальных этапах внедрения системы, когда объём исторических данных невелик, так как он не требует сложного обучения и даёт наглядную визуализацию выбросов. Комбинирование нескольких методов позволяет создать иерархическую систему диагностики, где каждый алгоритм решает свою задачу - от быстрого предварительного отсеивания до глубокого анализа потенциальных отказов.

Такие алгоритмы позволяют своевременно определять отклонения от штатного режима и инициировать более глубокую диагностику. Это лежит в основе перехода от устранения уже произошедших сбоев к предотвращению потенциальных отказов, что особенно важно для оборудования с длительным циклом обслуживания или в условиях, где простой недопустимы.

Однако расширение цифровой поверхности системы неизбежно влечёт за собой новые риски. Для РЭМС, особенно в энергетике, актуальны атаки типа «отказ в обслуживании» (DoS/DDoS) и инъекция ложных данных (FDIA), которые могут привести к ошибочным управляющим командам или останову критической инфраструктуры [4, 5].

Для противодействия таким угрозам применяются многоуровневые решения. От традиционных методов шифрования и сегментации сети до передовых подходов, основанных на программно-определяемых сетях (SDN). Например, SDN-архитектура позволяет динамически управлять таблицами маршрутизации и скрывать внутреннюю структуру центра обработки данных за пулом внешних IP-адресов. Этот метод анонимизации трафика, описанный в [5], затрудняет анализ трафика злоумышленником и

снижает вероятность целенаправленных атак.

Экспериментальные исследования в [5] показали, что такой подход вносит минимальные накладные расходы: задержка в обработке запросов увеличивается всего на 3-5%, что является приемлемым для большинства промышленных приложений. Это демонстрирует возможность построения систем, которые одновременно являются и эффективными, и защищёнными.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, построение эффективных систем мониторинга и управления РЭМС требует комплексного подхода: от размещения умных датчиков на периферии и организации надёжной передачи данных до применения продвинутых алгоритмов анализа и обеспечения многоуровневой безопасности. При этом необходимо постоянно балансировать между производительностью, функциональностью и защитой.

Перспектива развития видится в гибридных архитектурах, где крайние вычисления обеспечивают оперативность и реактивность, а облачные ресурсы - глубину анализа, обучение моделей и долгосрочное хранение. Такая синергия позволяет достичь оптимального баланса между надёжностью, производительностью и стоимостью, обеспечивая устойчивую и безопасную эксплуатацию даже самых сложных распределённых электромеханических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ян В., Чжан Ч., Ван И., Ци Ф. Применение технологий больших данных на интеллектуальной платформе технического обслуживания электромеханического оборудования // *Paladyn, Journal of Behavioral Robotics*. – 2023. – Vol. 14. – Art. 20220121. – DOI: 10.1515/pjbr-2022-0121.
2. Лю В., Ван В., Сунь М. Исследование метода управления IoT-электромеханической системой на основе теории сетевой интеграции // *International Journal of High Speed Electronics and Systems*. – 2025. – Vol. 2540803. – DOI: 10.1142/S0129156425408034.
3. Корнеев А., Ниу И., Ленецкий Г., Аль Баразанчи И. И., Секхар Р., Шах П., Солке Н. Экспериментальные исследования в частотной и временной области для электромеханической системы с распределёнными параметрами в механической части // *Mathematical Modelling of Engineering Problems*. – 2024. – Vol. 11, № 4. – С. 1107–1114. – DOI: 10.18280/mmep.110429.
4. Чжан Ц. Система онлайн-мониторинга данных электромеханического переходного моделирования распределительной сети на основе вычислений на границе (edge computing) // *Scalable Computing: Practice and Experience*. – 2024. – Vol. 25, № 6. – С. 5151–5160. – DOI: 10.12694/scpe.v25i6.3257.
5. Ли И., Цю В., Чжан Ч. Интеллектуальное алгоритмическое обслуживание и управление данными в электроэнергетической коммуникационной сети машиностроения на основе Интернета вещей // *Scalable Computing: Practice and Experience*. – 2024. – Vol. 25, № 5. – С. 3330–3341. – DOI: 10.12694/scpe.v25i5.3087.
6. Адербигбе А. О., Охенхен П. Э., Нваобия Н. К., Гидиагба Д. О., Ани Э. Ч. Передовые методы измерения в электромеханических системах: обзор развития «умных» датчиков и их влияния на надёжность систем // *Engineering Science & Technology Journal*. – 2023. – Vol. 4, № 6. – С. 323–340. – DOI: 10.51594/estj.v4i6.628.
7. Охенхен П. Э., Нваобия Н. К., Нвасике Ч. Н., Гидиагба Д. О., Ани Э. Ч. Диагностика и мониторинг в электромеханических сборках: оценка новейших инструментов и методов прогнозирования состояния систем // *Acta Electronica Malaysia*. – 2024. – Vol. 8, № 1. – С. 11–20. – DOI: 10.26480/aem.01.2024.11.20.

*Хамзин Ф. С.
hamzinfan@yandex.ru,*

*Султангареев Д. У.
sultangareev.damir@mail.ru*

*Иванов М. В.
r.miv@bk.ru*

*ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы будущего»,
Уфа*

КЛЮЧЕВЫЕ АСПЕКТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДИСКОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ДЛЯ ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТА

Аннотация: в данной работе рассмотрены основные аспекты, которые необходимо учитывать при проектировании дисковой электрической машины для применения в электромобилях в качестве мотор-колеса. Рассматриваются следующие параметры: пульсация крутящего момента, крутящий момент на единицу активного веса потери в меди, вес меди и стали, основные действующие нагрузки.

Ключевые слова: дисковая электрическая машина, крутящий момент, потери в меди, мотор-колесо.

*Khamzin F. S.
hamzinfan@yandex.ru,*

*Sultangareev D. U
sultangareev.damir@mail.ru*

*Ivanov M. V.
r.miv@bk.ru*

*Ufa University of Science and Technology, Future Motors School, PISH «Motors of the Future»,
Ufa*

KEY ASPECTS OF DESIGNING DISC ELECTRIC MACHINES FOR ELECTRIC TRANSPORT

Abstract: This paper considers the main aspects that must be taken into account when designing a disc electric machine for use in electric vehicles as a motor wheel. The following parameters are considered: torque pulsation, torque per unit of active weight loss in copper, weight of copper and steel, the main operating loads.

Keywords: electric disc machine, torque, copper losses, motor-wheel.

ВВЕДЕНИЕ

Электромобили являются актуальной потребностью в связи с экологическими проблемами и истощением запасов ископаемого топлива во всем мире [1,2]. Многие страны планируют перейти на электромобили в ближайшее время [3,4]. Разнообразие электромобилей, которое было основным препятствием для широкого использования электромобилей, было преодолено с появлением аккумуляторных технологий и

эффективных систем привода. Для обычного однодвигательного привода требуются понижающая передача, трансмиссия и механический дифференциал, что приводит к потерям в передаче. Потери в трансмиссии электромобилей приводят к снижению эффективности, меньшей дальности хода, более высоким эксплуатационным расходам и увеличению веса [4]. Многодвигательный привод, представляющий собой двигатель внутри колес, устраняет систему трансмиссии и связанные с ней потери [5].

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Машины с постоянными магнитами доминируют в колесных электромобилях из-за их высокой удельной мощности [4]. Истощение запасов металлов и нестабильная цена на магниты открывают путь для разработки альтернативных двигателей [6-8].

Для принятия взвешенных конструктивных решений необходимо рассмотрение следующих важных аспектов:

1. Пульсация крутящего момента;
2. Крутящий момент на единицу активного веса;
3. Потери меди;
4. Вес меди и стали;
5. Основные нагрузки, действующие на дисковую электрическую машину.

Одним из наиболее перспективных вариантов конструкции в качестве мотор колеса принято считать дисковую электрическую машину [6-8]. Конструктив активной части данной электрической машины представляет собой статор (красный), расположенный между двумя магнитопроводами ротора (голубой), на котором расположены постоянные магниты (зеленый). На статоре расположена обмотка (желтый). Схема конструкции иллюстрирована на рисунке 1.

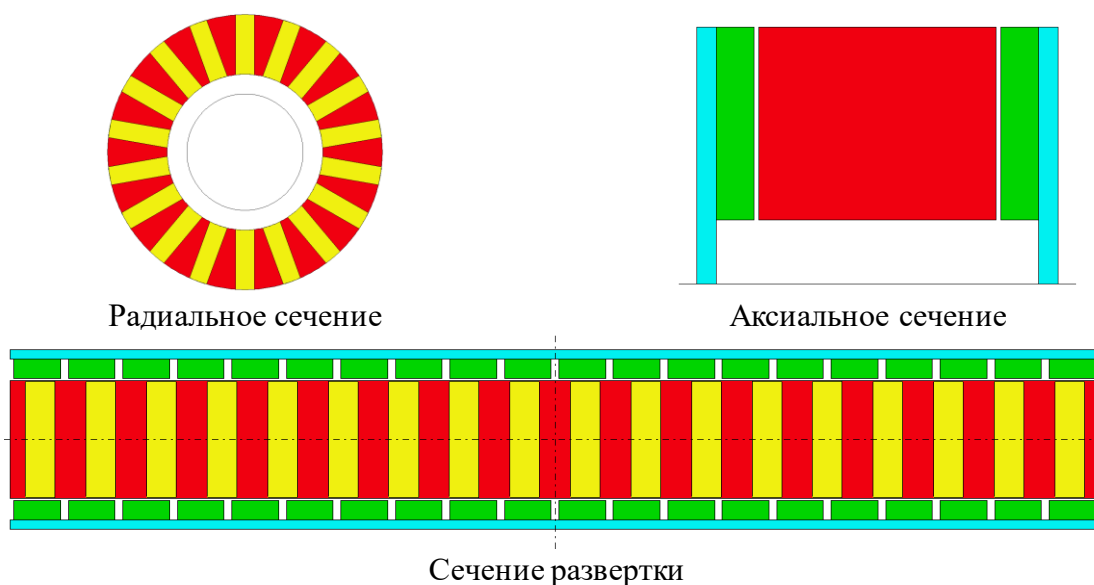


Рисунок 1 – Конструктивная схема рассматриваемой электрической машины

Сложной частью проектирования электрических машин является оценка распределения магнитного потока в различных частях машины. Аналитические методы определения распределения потока, основанные на предположении, что магнитопроводы являются сложными и менее точными для машин с осевым распределением поля. Численные методы, такие как анализ методом конечных элементов, дают более точные результаты.

Предварительный анализ представляет собой распределение плотности потока в различных компонентах машины. Для получения компактной конструкции с меньшими потерями в магнитопроводе зачастую применяются методы оптимизации. На рисунке 2 в

качестве примера иллюстрировано распределение магнитной индукции.

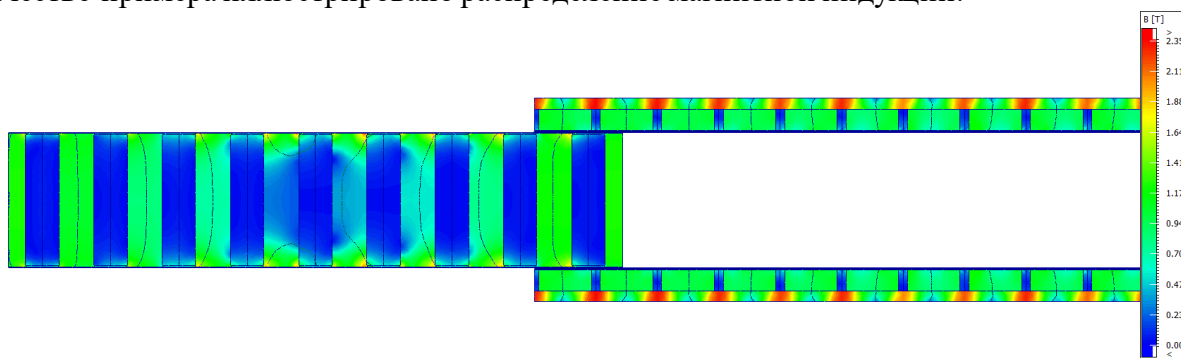


Рисунок 2 – Распределение магнитной индукции

Зачастую электрические машины имеют пульсации крутящего момента, а машины с постоянными магнитами как правило имеют более высокие пульсации крутящего момента по сравнению с машинами других типов. Оценивать пульсации крутящего момента важно по следующим причинам:

1. Влияние на механическую систему и долговечность. Пульсации момента - это одна из основных причин вибраций в электрической машине. Переменный момент создает переменные усилия на деталях, заставляя их колебаться;
2. Шум (акустический шум): Эти вибрации передаются на корпус, крепления и далее на всю конструкцию, вызывая слышимый и часто неприятный звук - гудение или вой, особенно на определенных скоростях. Это критично для комфортного восприятия потребителем;
3. Усталостные повреждения: Циклические нагрузки из-за пульсаций могут приводить к усталости материалов. Со временем это может вызвать трещины в креплениях, повреждения подшипников, соединительных муфт, редукторов и других элементов силовой передачи.

Одним из важных требований к тяговому оборудованию является высокая плотность крутящего момента. Плотность крутящего момента зависит от активного веса двигателя. Оценивать плотность крутящего момента важно по следующим причинам:

1. Мера технологического совершенства и КПД использования материалов. Это один из прямых показателей того, насколько грамотно и эффективно использованы дорогие и дефицитные материалы, например, медь и постоянные магниты;
2. Показатель миниатюрности и облегченности.

Медные проводники являются частью магнитной системы электрической машины. Так как при работе электрической машины может происходить значительное тепловыделение учитывать потери в меди критически важно. Ошибка в оценке потерь в меди на этапе проектирования может привести к поломке машины с последующим дорогостоящим ремонтом. Высокие потери меди приводят к низкой эффективности и высоким эксплуатационным расходам.

Вес меди рассчитывается исходя из площади поперечного сечения проводника, длины проводника и плотности. Вес меди и стали в значительной степени влияет на стоимость машины. Медь намного дороже стали. Следовательно, снижение веса меди приводит к снижению затрат, как следствие повышение конкурентоспособности.

Основные нагрузки, действующие на дисковую электрическую машину

При работе дисковой электрической машины необходимо учитывать действие следующих нагрузок:

1. Инерционные силы, например, вызванные угловым вращением ротора;

2. Действие электромагнитного момента и момента реакции в корпусных элементах конструкции;
3. Так же необходимо тепловые нагрузки;
4. Действие осевой силы, вызванной силами магнитного притяжения. Действие данной нагрузки стоит изучить особо внимательно. Так как она определит величину воздушного зазора между магнитопроводом статора и постоянными магнитами.

Помимо изучения влияния действия перечисленных выше нагрузок необходимо учитывать их совместное действие. Неучет или неправильный учет действия сил может привести к аварии или полному разрушению конструкции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электромагнитный анализ конфигураций выполнен с использованием программного обеспечения для анализа методом конечных элементов. Для выбора наилучшей конфигурации оцениваются важные показатели производительности, такие как пульсация крутящего момента, крутящий момент на единицу активного веса и крутящий момент на единицу активного объема, активный вес и потери меди. Из проведенного анализа следует, что конфигурация является неплохой альтернативой для применения в современных электромобилях. Эффективный алгоритм управления обеспечит более высокую производительность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gan C., Wu J., Sun Q. et al. A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications // *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. P. 31430–31443.
2. Jhunjhunwala A., Kaur P., Mutagekar S. Electric vehicles in India: a novel approach to scale electrification // *IEEE Electrification Magazine*. 2018. Vol. 6, № 4. P. 40–47.
3. Ma J., Qu R., Li J. Optimal design of axial flux switched reluctance motor for electric vehicle application // *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2014.
4. Patel N. R., Shah V. A., Lokhande M. M. A novel approach to the design and development of 12/15 radial field C-core switched reluctance motor for implementation in electric vehicle application // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2018. Vol. 67, № 9. P. 8031–8040.
5. Profumo F., Zhang Z., Tenconi A. Axial flux machines drive: a new viable solution for electric cars // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1997. Vol. 44, № 1. P. 39–45.
6. Whitehead A., Hilton C. In-wheel motors roll again // *IEEE Spectrum*. 2018. Vol. 55, № 7. P. 24–29.
7. Yueying Z., Chuantian Y., Yuan Y. et al. Design and optimisation of an in-wheel switched reluctance motor for electric vehicles // *IET Intelligent Transport Systems*. 2019. Vol. 13, № 1. P. 175–182.
8. Zan X., Xu G., Zhao T. et al. Multi-battery block module power converter for electric vehicle driven by switched reluctance motors // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 140609–140618.

Шавалеев Р. Р., Исмагилов Ф. Р.
shavaleyevrr@uust.ru

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», Уфа

ОПТИМИЗАЦИЯ МАССОГАБАРИТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И УМЕНЬШЕНИЯ ПОТЕРЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Аннотация: Повышение конкурентоспособности электрических машин требует постоянного улучшения их ключевых характеристик, включая минимизацию массы и габаритов при сохранении требуемого уровня производительности и надежности. Одной из главных тенденций в достижении этой цели стало активное внедрение перспективных конструкционных материалов, таких как композитные материалы, керамические композиты и аморфные сплавы. Данные материалы обладают выдающимися физико-химическими свойствами, способствующими созданию облегченных и одновременно надежных электрических машин. Цель данной работы — провести анализ преимуществ использования перспективных материалов в сравнении с классическими материалами (например, алюминиевыми сплавами), показать влияние изменений в составе материалов на массу корпусных деталей и статоров, а также рассчитать выигрыш в массе и сравнить коэффициент полезного действия (КПД) статоров из электротехнического алюминия и аморфных сплавов.

Ключевые слова: перспективные материалы, пакет статора, аморфные сплавы, композитные материалы.

Shavaleev R. R., prof. Ismagilov F. R.
shavaleyevrr@uust.ru

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education Ufa University of Science and Technology, Ufa

OPTIMIZATION OF WEIGHT AND SIZE INDICATORS AND REDUCTION OF LOSSES IN ELECTRIC MACHINES USING PROMISING MATERIALS

Abstract: Improving the competitiveness of electric machines requires continuous enhancement of their key characteristics, including minimization of mass and dimensions while maintaining the required level of performance and reliability. One of the main trends in achieving this goal has been the active introduction of advanced structural materials such as composite materials, ceramic composites, and amorphous alloys. These materials possess outstanding physicochemical properties that contribute to creating lightweight yet reliable electric machines. The aim of this work is to conduct a detailed analysis of the advantages of using advanced materials compared to classical materials (such as aluminum alloys), demonstrate the impact of changes in material composition on the mass of housing parts and stators, calculate the weight gain, and compare the efficiency coefficient (efficiency factor) of stators made from electrical-grade aluminum and amorphous alloys.

Key words: Advanced materials, stator pack, amorphous alloys, composite materials.

ВВЕДЕНИЕ

Электродвигатели являются важнейшим элементом современной промышленной инфраструктуры, применяющимся повсеместно: от бытовой техники до тяжелой

промышленности и транспорта. Массовое производство мощных и компактных электродвигателей вызывает острую потребность в материалах, способных обеспечить максимальную производительность при минимальной массе. Классические материалы, такие как сталь и алюминий, достигли предела своего технологического потенциала, и именно здесь вступают в игру перспективные материалы.

В последнее десятилетие наибольший интерес вызывают композитные материалы, аморфные сплавы и керамические композиты. Каждый из этих классов обладает собственными преимуществами и возможностями применения в зависимости от конкретной задачи.

Актуальность исследования

Анализируя научно-техническую литературу, можно выделить три группы перспективных материалов, активно внедряемых в современную технику:

Композитные материалы — представляют собой сочетание полимерных матриц и высокомодульных армирующих волокон (углерода, стекла). Такие материалы отличаются малым удельным весом и высокой жесткостью, обеспечивая значительный выигрыш в массе по сравнению с металлами. Примером успешного применения композитов служит статья [3], где показано, что замена стального корпуса на композитный позволяет снизить массу двигателя почти вдвое.

Керамические композиты — имеют уникальные физические свойства, позволяющие обеспечить высокую твердость, стойкость к износу и устойчивость к температурному воздействию. Хотя керамические материалы пока редко применяются в крупногабаритных машинах, их использование оправдано в узлах с особыми условиями эксплуатации, например, в подшипниках и зубчатых передачах. Исследователи подчеркивают перспективы дальнейшего совершенствования этих материалов, увеличивающих срок службы электрооборудования [4].

Аморфные сплавы — группа металлических материалов с уникальными структурами, формирующими крайне малую кристаллическую решетку, практически отсутствующую («беспорядок»). Благодаря этому они демонстрируют исключительно низкие потери на гистерезис и перемагничивание, позволяя создавать более эффективные пакеты статоров, в сравнении с классическими. Их использование заметно повышает КПД электрических машин и снижает энергопотребление. Подробно данная технология рассматривается в публикациях [1], [2], [5], [7].

Применение углеродных волокон показало хорошие результаты в снижении массы электромашин. Углеродные волокна характеризуются низким весом и высоким модулем упругости, что обеспечивает отличные механические характеристики при минимальной плотности. Например, в работе [8] приводятся данные о возможном уменьшении массы электродвигателя на 30% при замене алюминиевых элементов на компоненты из углеродных волокон.

Перспективным направлением развития электрических машин является использование магнитопроводов из аморфных сплавов и специальных сталей с повышенным содержанием кремния. Эти материалы обеспечивают повышение КПД двигателя за счет уменьшения потерь на гистерезис и вихревые токи [6]. Тем не менее, сложность обработки и относительно высокая цена таких материалов препятствуют массовому внедрению данной технологии.

Однако существует ряд ограничений, затрудняющих повсеместное распространение перспективных материалов: дороговизна, недостаточная распространенность технологий переработки и дефицит производственных мощностей.

Материалы и методы

Перед началом расчётов были выделены два узла в электродвигателе, для которых возможен максимальный эффект от применения перспективных материалов:

1. Корпусные детали: чаще всего выполняются из лёгких алюминиевых сплавов или железа, задача состоит в поиске альтернативных легчайших решений, сохраняющих необходимую прочность и жёсткость.

2. Пакеты статоров: традиционно производятся из электротехнической стали, целью является максимальное снижение энергопотерь и увеличение КПД за счёт внедрения особых аморфных сплавов.

Далее приведён расчёт выигрыша в массе для обеих категорий.

Рассмотрим стандартный электродвигатель с корпусом массой $m_1 = 10$ кг, выполненным из алюминиевого сплава АД31Т1 (средняя плотность $\rho_{Al} = 2700$ кг/м³). Альтернативой выступает конструкция из композитного материала на основе углеродных волокон (средняя плотность $\rho_{CFRP} = 1600$ кг/м³).

Предполагаемый объём корпуса остаётся неизменным: $V = 0.005$ м³.

Рассчитаем выигрыш в массе:

$$\Delta m = (\rho_{Al} - \rho_{CFRP}) * V$$

Подставляем численные значения:

$$\Delta m = (2700 - 1600) * 0.005 = 5.5 \text{ кг}$$

То есть, переход на композитный материал позволит сэкономить около 55% массы корпуса.

Оценка выигрыша в КПД за счет уменьшения потерь в статоре

Определим и сравним КПД за счет уменьшения потерь пакетов статора, выполненных из обычной электротехнической стали и из аморфного сплава, при рабочих частотах вращения 400 Гц и 1000 Гц.

Примем следующие усреднённые значения для обоих материалов:

Электротехническая сталь

1) Коэффициент потерь на гистерезис и вихревые токи: $P_{st} = 1.5$ Вт/кг;

2) Средняя плотность: $\rho_{st} = 7800$ кг/м³;

3) Рабочий вес пакета статора: $m_{st} = 15$ кг.

Аморфный сплав

1) Коэффициент потерь на гистерезис и вихревые токи: $P_{Finemet} = 0.15$ Вт/кг;

2) Средняя плотность: $\rho_{Finemet} = 7500$ кг/м³;

3) Рабочий вес пакета статора: $m_{Finemet} = 15$ кг (так как геометрия одинакова)

Частоты вращения: $f_1 = 400$ Гц, $f_2 = 1000$ Гц.

Общий КПД электродвигателя можно выразить следующей формулой:

$$\eta_{общ} = 1 - \frac{P_{потери}}{P_{полезн}}$$

Где $P_{полезн}$ — мощность полезной нагрузки, $P_{потери}$ — сумма потерь в пакете статора (гистерезис и вихревые токи);

$$P_{потери} = P_{материала} \cdot f^2 \cdot m,$$

Где $P_{материала}$ — удельные потери на единицу массы, f — рабочая частота вращения, m — масса пакета статора.

Расчёт выигрыша в КПД за счет уменьшения потерь в пакете статора при 400 Гц

Электротехническая сталь

Определим потери в пакете статора из электротехнической стали:

$$P_{потери\ st\ 400Hz} = P_{st} \cdot f^2 \cdot m_{st} = 1.5 * (400)^2 * 15 = 360000 \text{ Вт}$$

Пусть номинальная полезная мощность $P_{полезн} = 100000$ Вт. Вычислим выигрыш в КПД в статоре из электротехнической стали с учетом потерь:

$$\eta_{st_400Hz} = 1 - \frac{P_{потери}}{P_{полезн}} = 1 - \frac{360000}{100000 + 360000} \approx 0.2174 \text{ (или 21.74\%)}$$

Аморфный сплав

Определим потери в пакете статора из аморфного сплава:

$$P_{\text{потери Finemet 400Hz}} = P_{\text{Finemet}} \cdot f I^2 \cdot m_{\text{Finemet}} = 0.15 \cdot (400)^2 \cdot 15 = 36000 \text{ Вт}$$

Пусть номинальная полезная мощность $P_{\text{полезн}} = 100000 \text{ Вт}$. Вычислим выигрыш в КПД в статоре из аморфного сплава с учетом потерь:

$$\eta_{\text{Finemet}_400\text{Hz}} = 1 - \frac{P_{\text{потери}}}{P_{\text{полезн}}} = 1 - \frac{36000}{100000 + 36000} \approx 0.7353 \text{ (или 73.53\%)}$$

Расчёт выигрыша в КПД за счет уменьшения потерь в пакете статора при 1000 Гц
Электротехническая сталь

Определим потери в пакете статора из электротехнической стали:

$$P_{\text{потери st 1000Hz}} = P_{\text{st}} \cdot f I^2 \cdot m_{\text{st}} = 1.5 \cdot (1000)^2 \cdot 15 = 22500000 \text{ Вт}$$

Пусть номинальная полезная мощность $P_{\text{полезн}} = 100000 \text{ Вт}$. Вычислим выигрыш в КПД в статоре из электротехнической стали с учетом потерь:

$$\eta_{\text{st}_1000\text{Hz}} = 1 - \frac{P_{\text{потери}}}{P_{\text{полезн}}} = 1 - \frac{22500000}{100000 + 22500000} \approx 0.0044 \text{ (или 0.44\%)}$$

Аморфный сплав

Определим потери в пакете статора из аморфного сплава:

$$P_{\text{потери Finemet 1000Hz}} = P_{\text{Finemet}} \cdot f I^2 \cdot m_{\text{Finemet}} = 0.15 \cdot (1000)^2 \cdot 15 = 225000 \text{ Вт}$$

Пусть номинальная полезная мощность $P_{\text{полезн}} = 100000 \text{ Вт}$. Вычислим выигрыш в КПД в статоре из электротехнической стали с учетом потерь:

$$\eta_{\text{Finemet}_1000\text{Hz}} = 1 - \frac{P_{\text{потери}}}{P_{\text{полезн}}} = 1 - \frac{225000}{100000 + 225000} \approx 0.3077 \text{ (или 30.77\%)}$$

Хотя выигрыш в КПД ниже, чем при 400 Гц, всё равно аморфный сплав даёт несравнимо лучший результат по сравнению с электротехнической сталью.

Таблица 1. Итоговые результаты сравнения выигрыша в КПД за счет уменьшения потерь в пакете статора

Частота вращения	Материал	Потери, Вт	Выигрыш в КПД за счет уменьшения потерь в пакете статора (%)
400 Гц	Электротехническая сталь	360000	21.74
	Аморфный сплав (Finemet)	36000	73.53
1000 Гц	Электротехническая сталь	22500000	0.44
	Аморфный сплав (Finemet)	225000	30.77

Расчеты показывают очевидное превосходство аморфных сплавов над обыкновенной электротехнической сталью при высоких частотах вращения. Переход на аморфные сплавы резко уменьшает потери энергии и увеличивает выигрыш в КПД статора, что способствует повышению общей энергетической эффективности электродвигателей. Даже при значительных увеличениях частоты вращения аморфные сплавы сохраняют значительный выигрыш в КПД, делая их идеальным выбором для высокоскоростных электрических машин.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоговые выводы, основанные на представленных расчётах, указывают на перспективы использования перспективных материалов для построения новых поколений электродвигателей. Одно из эффективных решений выглядит комбинация композитных материалов для корпусных деталей и аморфных сплавов для пакетов статоров. В случае с корпусными деталями, замена материала позволяет достичь существенного снижения массы. В свою очередь использование аморфных сплавов позволяет повышать выигрыш в

КПД, а также значительно уменьшать потери на гистерезис и вихревые токи, создавая реальные предпосылки для экологичного и эффективного промышленного производства.

Следует подчеркнуть, что проблема не ограничивается одной лишь заменой материалов, важно грамотно интегрировать новые материалы в производственные процессы, адаптировав инфраструктуру предприятий и обучив персонал соответствующим технологиям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исмагилов, Ф. Р. Выскооборотная электрическая машина с магнитопроводом из аморфного магнитомягкого материала / Ф. Р. Исмагилов, В. Е. Вавилов, Р. Р. Уразбахтин // Электротехника – 2024. – №12. – С.2-6.
2. Исмагилов, Ф. Р. Сверхвыскооборотный электродвигатель с аморфным магнитопроводом для системы подачи воздуха водородных топливных элементов / Ф. Р. Исмагилов, В. Е. Вавилов, А. Х. Минияров, Р. Р. Уразбахтин // Международный научный журнал альтернативная энергетика и экология – 2017. – №16-18. – С.104-117.
3. Гончаров А. Ю., Казанцев Е. М., Сидельников Р. Б. Композиционные материалы в электробытовых приборах // Электротехника. – 2021. – № 1. – С. 23–29.
4. Ершов М. Г., Игнатъев Я. Л., Макаров Ф. Р. Новые направления в разработке керамических покрытий для электротехнических приборов // Техника и средства связи. – 2021. – № 3. – С. 45–51.
5. Миронович А. К., Смолин И. Е., Щербаков С. Ф. Магнитопроводы из аморфных сплавов для электродвигателей // Энергосбережение и водоснабжение. – 2021. – № 4. – С. 12–18.
6. Ahn J.H., Lee C.W. Amorphous alloys for high efficiency electrical machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2023. – Vol. 70. – No. 2. – Pp. 1234–1242.
7. Ismagilov, F.R. Research on the Use of Amorphous Steel in an Electric Motor for UAVs / 2024 International Ural Conference on Electrical power Engineering (UralCon). – 2024 – P.419-423
8. Zhang Y., Wang L. Application of carbon fiber reinforced polymer composites in electric motors // Materials Science Forum. – Vol. 987. – Pp. 345–352.

*Шайхлисламов А. И., Исмагилов Ф. Р., Ихсанов И. А.
aidar.sh0411@gmail.com*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

ПЕРСПЕКТИВНАЯ КАТУШКА, ИЗГОТОВЛЕННАЯ АДДИТИВНЫМ МЕТОДОМ ИЗ АЛЮМИНИЕВОГО СПЛАВА $AlSi_{10}Mg$, ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Аннотация: В статье описывается процесс аддитивного изготовления опытного образца катушки из алюминиевого сплава $AlSi_{10}Mg$ с интегрированным каналом жидкостного охлаждения. Выполнены электромагнитное и тепловое моделирование, позволяющие оценить распределение потерь и тепловое состояние катушки. Полученные результаты подтверждают перспективность аддитивного изготовления катушек со сложной геометрией.

Ключевые слова: электрическая машина, аддитивные технологии, интегрированные каналы, тепловой анализ, алюминиевый сплав $AlSi_{10}Mg$.

A PROMISING COIL PRODUCED BY THE ADDITIVE METHOD FROM $AlSi_{10}Mg$ ALUMINUM ALLOY FOR AN ELECTRIC MACHINE WITH PERMANENT MAGNETS

Abstract: This paper describes the process of using additive manufacturing to create a prototype coil made from $AlSi_{10}Mg$ aluminum alloy, which has an integrated liquid cooling channel. To estimate the distribution of losses and the thermal conditions of the coil, electromagnetic and thermal simulations were performed. The results obtained indicate the potential for using additive manufacturing to produce coils with complex geometries.

Keywords: electric machine, additive manufacturing, integrated channels, thermal analysis, aluminum alloy $AlSi_{10}Mg$

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития автомобильной и авиационной отраслей характеризуется активной электрификацией силовых установок. Ключевыми вызовами при проектировании электрических машин (ЭМ) для данных отраслей являются необходимость существенного повышения удельной мощности и удельного крутящего момента [1, 2]. Достижение этих показателей напрямую связано с ростом электромагнитных и тепловых нагрузок на активные элементы ЭМ.

Одним из основных ограничивающих факторов для достижения этих показателей является тепловое состояние обмоток. Обмотки ЭМ являются основным источником тепла из-за значительных потерь переменного тока. Превышение допустимой температуры обмоток приводит к деградации изоляции, снижению эффективности ЭМ и уменьшению срока её службы. Таким образом, обеспечение эффективного теплоотвода от обмоток является критически важной задачей при проектировании ЭМ с высокой удельной мощностью и моментом для данных отраслей.

Традиционные технологии изготовления обмоток (например, намотка из круглого или прямоугольного провода) обладают рядом конструктивно-технологических ограничений по геометрии, коэффициенту заполнения пазов и эффективному отводу тепла. Эти факторы существенно снижают потенциал дальнейшего повышения плотности тока и удельных характеристик ЭМ.

Перспективным направлением преодоления указанных ограничений является применение аддитивных технологий для печати обмоток. Послойное нанесение материала позволяет создавать структуры со сложной [3-12], ранее недостижимой геометрией, которая может быть оптимизирована не только по электромагнитным, но и по тепловым характеристикам. Наиболее значимым преимуществом является возможность формирования интегрированных полых каналов непосредственно внутри проводника. Такие каналы обеспечивают возможность организации прямого отвода тепла потоком жидкого хладагента.

В представленной работе рассматривается практическая реализация опытного образца аддитивно изготовленной катушки с интегрированным каналом жидкостного охлаждения. Задачами данной работы являются разработка, изготовление и тепловое моделирование этой катушки.

МЕТОДОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АДДИТИВНОЙ КАТУШКИ

Методология проектирования аддитивной катушки основана на оптимизации её геометрии для синхронной машины с постоянными магнитами, имеющая мощность 260 кВт при частоте вращения 2000 об/мин. Основной целью оптимизации является снижение потерь переменного тока и обеспечения эффективного теплоотвода из активной зоны статора. Указанные задачи решаются посредством формирования в теле проводника канала, обеспечивающего протекание охлаждающей жидкости (рис. 1). Разработанная конструкция имеет канал с сечением 2,3 мм², при сечении самого проводника 6,8 мм². Ключевым преимуществом является возможность организации прямого подвода хладагента отдельно в катушку, что позволяет исключить использование стеклопластиковой втулки выполняющая функцию удержания хладагента в зоне статора, для охлаждения катушек [13, 14]. Исключение этого конструктивного элемента приводит к уменьшению воздушного зазора между статором и ротором, что способствует улучшению энергетических показателей ЭМ. По предварительным расчётам, уменьшение зазора обеспечивает рост мощности ЭМ до 382 кВт без изменения частоты вращения.

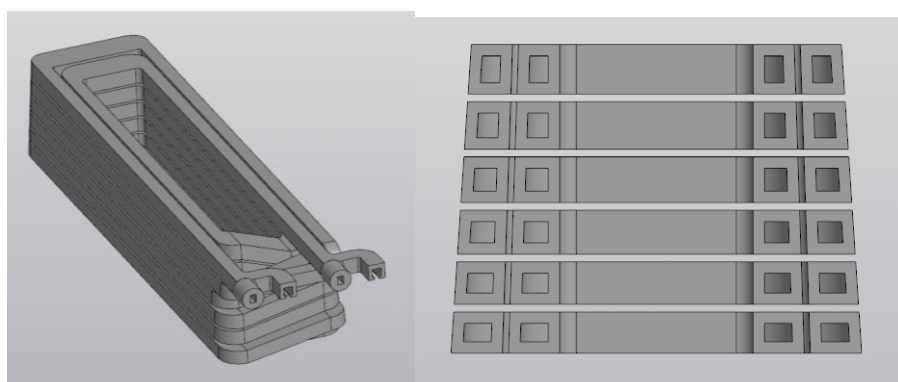


Рисунок 1 – Катушка с интегрированным каналом

МЕТОДОЛОГИЯ АДДИТИВНОГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ КАТУШКИ

Процесс аддитивного изготовления опытного образца катушки (рис. 2) был реализован на установке селективного лазерного сплавления *SLM-350* [15]. Данное оборудование оснащено двумя волоконными инфракрасными лазерами с мощностью каждого 500 Вт, что обеспечивает высокую производительность процесса. Технологический процесс осуществлялся в герметичной камере, заполненной чистым аргоном. Поддержание контролируемой атмосферы является критически важным условием для предотвращения окисления расплавленного сплава в зоне воздействия лазерного излучения, что позволяет минимизировать образование дефектов способных ухудшить электропроводность и механические свойства получаемой катушки. В качестве материала для изготовления катушки был выбран алюминиевый сплав *AlSi10Mg*. Данный сплав является перспективным для изготовления обмоток благодаря сочетанию низкой плотности, высокой теплопроводности и технологичности при изготовлении методом селективного лазерного сплавления.

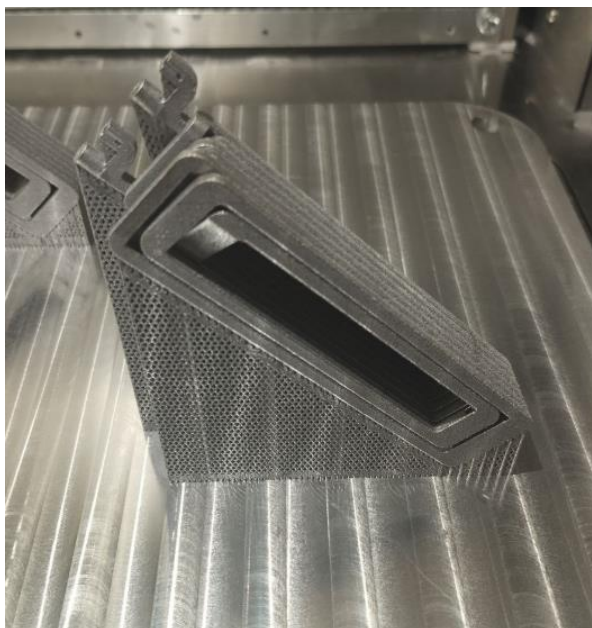


Рисунок 2 – Процесс аддитивного изготовления

После завершения процесса аддитивного изготовления, катушка проходит технологические операции постобработки. На первом этапе производится удаление вспомогательных опор, сформированных в процессе печати для удержания элементов сложной геометрии и обеспечения тепловой стабильности зоны построения. Следующим этапом является проведение отжига. На рисунке 3 представлена аддитивно изготовленная катушка после выполнения операций постобработки.



Рисунок 3 – Аддитивно изготовленная катушка после постобработки

Проведенные исследования подтверждают [16], что аддитивно изготовленные проводники после проведения отжига имеют электропроводность $AlSi_{10}Mg$ порядка 26 МСм/м, что соответствует 73 % от электропроводности чистого алюминия.

МЕТОДОЛОГИЯ ТЕПЛОВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

С учётом сложной геометрией катушки, распределение потерь определялось методом конечных элементов в программном обеспечении *Ansys Maxwell*. Полученные значения потерь по каждому элементу катушки в последующем расчете использовались как источники тепла при проведении теплового анализа.

Результаты электромагнитного моделирования в *Ansys Maxwell* для одной катушки и сердечника показаны в таблице 1.

Таблица 1 – Распределение потерь в катушке и в сердечнике

№ паза	Лобовая часть (выводная сторона), Вт	Лобовая часть (противоположная сторона), Вт	Левая сторона катушки, Вт	Правая сторона катушки, Вт	Сердечник, Вт
1	7	7	16,28	16,3	
2	7	7	16,40	16,4	
3	14	7	16,78	16,8	
4	7	7	16,93	16,9	
5	7	7	18,08	17,9	
6	7	7	18,15	18	40
7	7	7	20,63	19,6	
8	7	7	20,45	19,9	
9	7	7	25,6	21,9	
10	7	7	24,65	22,9	
11	14	7	36,25	23,5	
12	3,5	7	33	27	

Суммарные потери составили 718,8 Вт.

В качестве хладагента системы охлаждения выбрано масло со следующими характеристиками:

- теплопроводность 0,167 Вт/м·К;
- плотность 945 кг/м³;
- теплоемкость 1632 Дж/кг;
- кинематическая вязкость $2,5 \cdot 10^{-6}$ м²/с при температуре 80 °С.

Тепловой анализ проводился в Ansys Fluent на основе 3D-модели катушки с интегрированным каналом. Для корректного описания течения теплоносителя применялась модель турбулентности *k- ω SST*. На входе задавался расход 0,5 л/мин при температуре 80 °С, на выходе — атмосферное статическое давление. Дополнительно в расчёт были введены потери, как источники тепла (табл. 1).

Результаты теплового анализа подтверждают эффективность катушки с интегрированным каналом. На рисунке 4 представлено распределение поля температур, а на рисунке 5 – температурное поле по каналу охлаждения катушки. Максимальная и средняя температуры катушки составляют 154 °С и 126 °С соответственно, что является допустимым значениям для стандартных изоляционных материалов. Наиболее нагретые области располагаются в зоне выхода хладагента, тогда как минимальная температура наблюдается в области его входа.

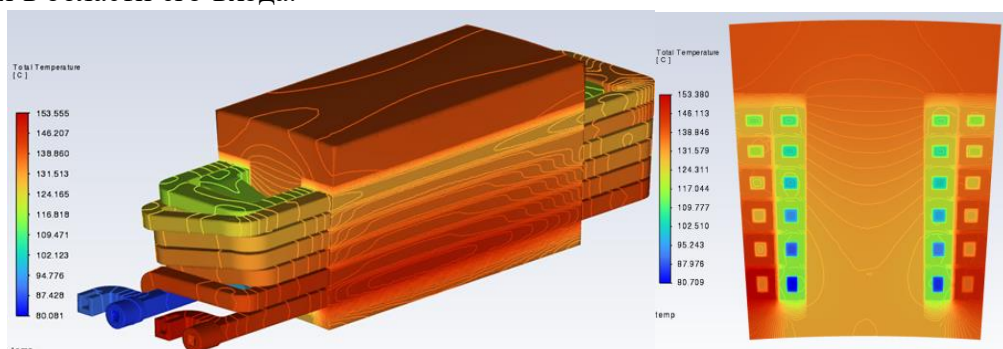


Рисунок 4 – Распределение поля температур

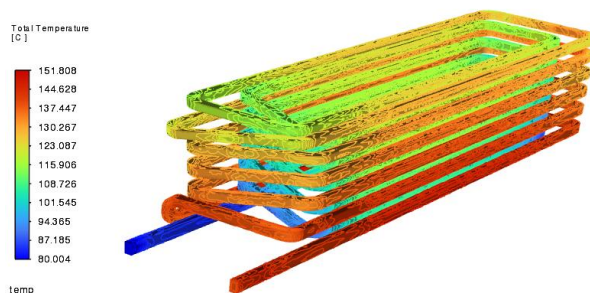


Рисунок 5 – Температурное поле по каналу охлаждения катушки

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе реализован и описан подход к созданию катушки с интегрированным каналом жидкостного охлаждения, изготовленной методом селективного лазерного сплавления из сплава $AlSi10Mg$. Данный метод позволил сформировать геометрию проводника, недоступную при традиционных методах намотки.

Результаты электромагнитного моделирования показали суммарные потери 718,8 Вт и их неравномерное распределение, что было учтено в тепловом анализе. Моделирование в *Ansys Fluent* подтвердило эффективность канала охлаждения, максимальная температура катушки составила 154 °С.

Данная работа демонстрирует перспективность аддитивного изготовления катушек с интегрированными каналами для электрических машин с высокой удельной мощностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pastra C. L. et al. Specific power and efficiency projections of electric machines and circuit protection exploration for aircraft applications //2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). – IEEE, 2022. – С. 766-771.
2. El Hajji T. et al. Optimal design of high specific power electric machines for fully electric regional aircraft: A case study of 1mw s-pmsm //Aerospace. – 2024. – Т. 11. – №. 10. – С. 820.
3. Y. Yamada, H. Sugimoto and K. Imae, "Efficiency Improvement of Permanent Magnet Synchronous Machines With High Slot Fill Aluminum Winding," 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECCE50734.2022.9948145.
4. Y. Yang and X. Huang, "Performance Study and Parameters Optimization of Additively Manufactured Windings Applied to Permanent Magnet Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 40, no. 1, pp. 337-346, March 2025, doi: 10.1109/TEC.2024.3419129
5. F. Leonardi, W. Liu, B. Morris, L. Zhu and J. Jung, "Ultra-Compact Design of Additively Manufactured Variable Cross Section Profile Bar Winding for Traction Motor," 2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), San Francisco, CA, USA, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEMDC55163.2023.10238859.
6. M. Jaeger, K. Brach, H. Rauch and U. Schaefer, "Application of additive manufacturing processes to reduce the axial end-winding length of low-pole high-voltage machines," Elektromechanische Antriebssysteme 2023; 9. Fachtagung (VDE OVE), Wien, Österreich, 2023, pp. 306-311.
7. N. Simpson and P. H. Mellor, "Additive Manufacturing of Shaped Profile Windings for Minimal AC Loss in Electrical Machines," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018, pp. 5765-5772

8. N. Simpson, D. J. North, S. M. Collins and P. H. Mellor, "Additive Manufacturing of Shaped Profile Windings for Minimal AC Loss in Electrical Machines," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 56, no. 3, pp. 2510-2519, May-June 2020
9. Selema, A.; Ibrahim, M.N.; Sergeant, P. Development of Novel Semi-Stranded Windings for High Speed Electrical Machines Enabled by Additive Manufacturing. Appl. Sci. 2023, 13, 1653.
10. R. Notari, M. Pastura, S. Nuzzo, D. Barater, G. Franceschini and C. Gerada, "AC losses reduction in Hairpin Windings produced via Additive Manufacturing," 2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Valencia, Spain, 2022, pp. 1144-1149
11. N. Simpson, D. North, P. Munagala, H. Felton, P. Mellor and A. Helm, "Litzpins: Hybrid Solid-Transposed Hairpin Conductors Enabled By Additive Manufacturing," 2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), San Francisco, CA, USA, 2023, pp. 1-7, doi: 10.1109/IEMDC55163.2023.10238958.
12. Шайхлисламов, А. И. О возможности аддитивной печати обмоток электрических машин / А. И. Шайхлисламов, Ф. Р. Исмагилов // Электротехника. – 2024. – № 12. – С. 54-57. – DOI 10.53891/00135860-2024-12-54-57. – EDN ВКАWWA.
13. Yu S., Yang J., Yuan J. Research about the evaporative cooling sleeve of 3.6 MW Wind generator stator //2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – IEEE, 2013. – С. 1441-1444.
14. Z. Xu et al., "A semi-flooded cooling for a high speed machine: Concept, design and practice of an oil sleeve," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017, pp. 8557-8562, doi: 10.1109/IECON.2017.8217503.
15. Lsystems. – <https://www.lsystems.ru/company> (дата обращения 24.11.2025).
16. Электрические характеристики аддитивно изготовленных проводников из алюминиевого порошка $AlSi_{10}Mg$ / В. Е. Вавилов, Ф. Р. Исмагилов, А. И. Шайхлисламов [и др.] // Электричество. – 2025. – № 6. – С. 81-87. – DOI 10.24160/0013-5380-2025-6-81-87. – EDN SBOSQU.

Шарафутдинов Ш. Н.
sharafutdinov.shn@ugatu.su

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», ПИШ «Моторы будущего», г. Уфа

СТРАТЕГИЯ ВЫБОРА ТОПОЛОГИИ ПОЛЮСОВ РАДИАЛЬНОГО МАГНИТНОГО ПОДШИПНИКА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Аннотация: Выбор схемы намагничивания полюсов является одним из ключевых проектных решений, определяющих стоимость и эффективность всей системы активных магнитных подшипников (АМП). В данной работе проведено сравнительное исследование рабочих характеристик АМП с топологиями полюсов NSNS и NNSS. Показано, что конфигурация NSNS предпочтительна для задач с высокими ударными нагрузками, где важен максимальный запас по силе. Топология NNSS является оптимальным решением для высокооборотных машин, модульных систем и применений, где приоритетом являются низкие паразитные потери, простота настройки и снижение требований к вычислительным ресурсам системы управления. Представленные выводы и алгоритм выбора позволяют оптимизировать процесс проектирования АМП под конкретные технико-экономические требования.

Ключевые слова: радиальный магнитный подшипник, активный магнитный подшипник, магнитное поле.

STRATEGY FOR SELECTING THE TOPOLOGY OF THE POLES OF A RADIAL MAGNETIC Bearing BASED ON THE ANALYSIS OF THE MAGNETIC FIELD DISTRIBUTION

Abstract: The choice of pole magnetization scheme is one of the key design decisions that determine the cost and efficiency of the entire active magnetic bearing (AMB) system. In this paper, we conducted a comparative study of the performance characteristics of AMBs with NSNS and NNSS pole topologies. It was shown that the NSNS configuration is preferable for applications with high impact loads, where maximum force reserve is important. The NNSS topology is an optimal solution for high-speed machines, modular systems, and applications where low parasitic losses, ease of configuration, and reduced control system computational requirements are priorities. The presented conclusions and selection algorithm allow optimizing the AMP design process to specific technical and economic requirements.

Key words: radial magnetic bearing, active magnetic bearing, magnetic field

ВВЕДЕНИЕ

В эпоху перехода к цифровому производству и экологически чистым технологиям требования к приводному оборудованию радикально меняются. На первый план выходят не только скорость и мощность, но и энергоэффективность, предиктивная диагностика и адаптивность. Активные магнитные подшипники, обеспечивая бесконтактное вращение, позволяют интегрировать механическую систему в единое цифровое пространство предприятия. Помимо общеизвестных преимуществ - отсутствия износа, смазки и высокой точности, ключевой ценностью АМП является их способность выступать в роли «умного датчика», по параметрам тока управления отслеживая состояние ротора в режиме реального времени. Однако реализация этого потенциала в полной мере зависит от выбора топологии магнитных полюсов.

КОНФИГУРАЦИИ МАГНИТНЫХ ПОЛЮСОВ В 8-ПОЛЮСНЫХ РАДИАЛЬНЫХ АМП

Классический подход к проектированию АМП часто фокусируется на максимальной статической несущей способности. Однако для современных высокооборотных машин, таких как турбомолекулярные насосы, компрессоры и маховики, критическим параметром становится магнитная жесткость - величина, определяющая, какое усилие должен создать подшипник для возврата ротора на заданную позицию при минимальном смещении. Жесткость АМП, определяемая крутизной зависимости силы от смещения, напрямую влияет на динамику системы. Высокая жесткость обеспечивает большее быстроедействие, но сужает диапазон устойчивости контура управления.

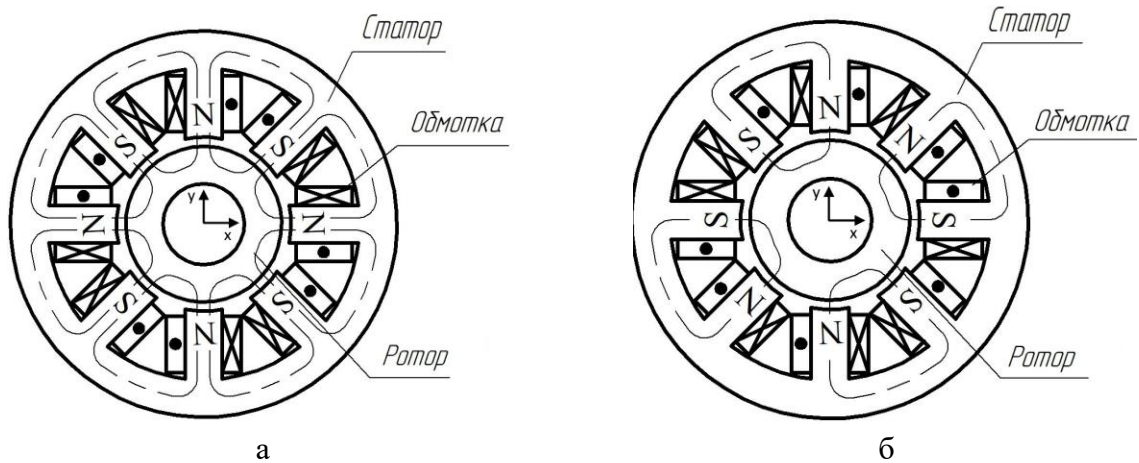


Рисунок 1 – Картина распределения магнитного поля для конфигураций а) NSNS, б) NNSS

Для проведения углубленного сравнительного анализа была разработана параметрическая 3D-модель 8-полюсного радиального магнитного подшипника (РМП) в среде конечно-элементного анализа. Основные геометрические и электрические параметры подшипника (таблица 1) были рассчитаны согласно методике [1] для ротора массой 40 кг, что соответствует классу турбодетандеров и промышленных охладителей.

Таблица 1. Параметры модели РМП

Параметр	Величина
Наружный диаметр статора, мм	163
Рабочий диаметр ротора, мм	74
Номинальный воздушный зазор, мм	0,4
Материал магнитопровода	Сталь 2421, 0,18
Число витков на полюс	52

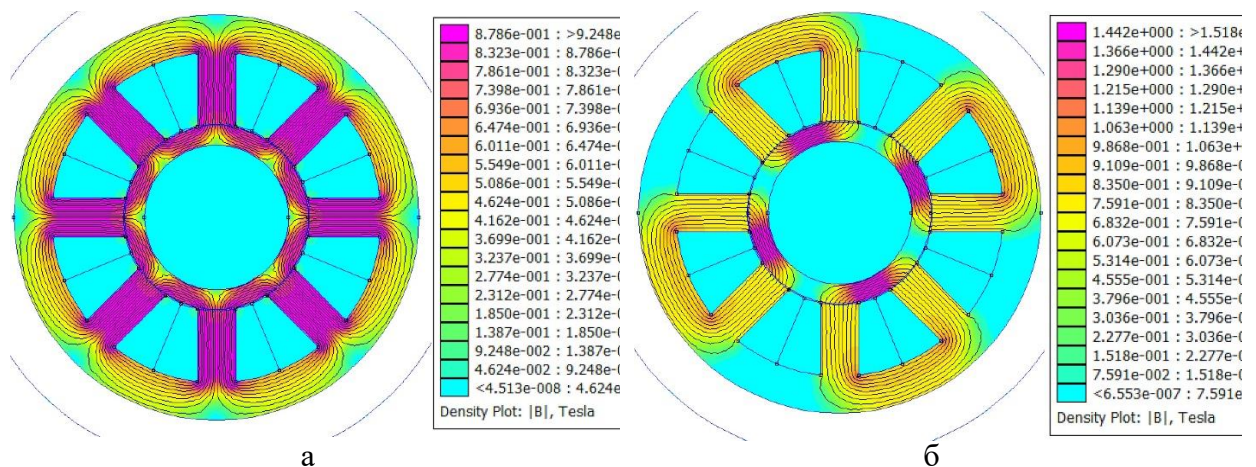


Рисунок 2 – Результаты моделирования распределения магнитного поля для конфигураций а) NSNS, б) NNSS

Моделирование распределения магнитного поля (рис. 2) подтвердило классические выводы, но позволило их количественно детализировать.

Конфигурация NSNS (рисунок 1а) демонстрирует классическую картину с чередованием полюсов. Ключевым наблюдаемым признаком является наличие интенсивных магнитных потоков, замыкающихся через ярмо статора между соседними разноименными полюсами. Это прямо указывает на сильную магнитную связь, которая на уровне системы управления проявится как перекрестное влияние каналов по осям X и Y. Одновременно в рабочих воздушных зазорах наблюдается высокая и равномерная плотность потока, что предвещает высокую потенциальную несущую способность [2].

В конфигурации NNSS (рисунок 1б) картина поля кардинально отличается.

Магнитные потоки организованы в независимые петли, замыкающиеся преимущественно между противоположными парами полюсов через ротор. Поток через ярмо между соседними полюсами одной пары минимален, а между разноименными парами практически отсутствует. Это визуальное подтверждение слабой магнитной связи, что ведет к упрощению системы управления.

Уравнения, описывающие силы по осям X и Y для конфигурации NNSS, становятся практически развязанными. Сила по оси X в основном зависит только от токов в полюсах, ответственных за ось X, и от смещения по X. Это позволяет использовать классические и простые независимые ПИД-регуляторы для каждой оси. Каждый регулятор обрабатывает сигнал своей пары датчиков и управляет своей парой силовых ключей, подающих ток на соответствующие катушки. Настройка таких регуляторов относительно проста и интуитивно понятна. Независимые ПИД-регуляторы могут эффективно работать на более простых и дешевых микроконтроллерах с меньшей вычислительной мощностью.

Для оценки реакции подшипника на внешнее воздействие было проанализировано распределение магнитного поля при статическом смещении ротора вдоль оси X. Такое смещение моделирует приложение внешней силы. На рисунке 3 показано изменение плотности магнитного потока для двух случаев смещения от центра: (а, в) 0,1 мм и (б, г) 0,2 мм, при постоянном управляющем токе в РМП с конфигурациями NSNS и NNSS соответственно.

В конфигурации NSNS при смещении ротора из-за сильной связи через ярмо изменение потока происходит очень интенсивно, что дает большой прирост силы и высокую жесткость.

В NNSS магнитные петли более локализованы и независимы. При смещении ротора изменение потока в активной паре полюсов происходит менее эффективно. Это приводит к более плавному нарастанию силы и меньшей жесткости

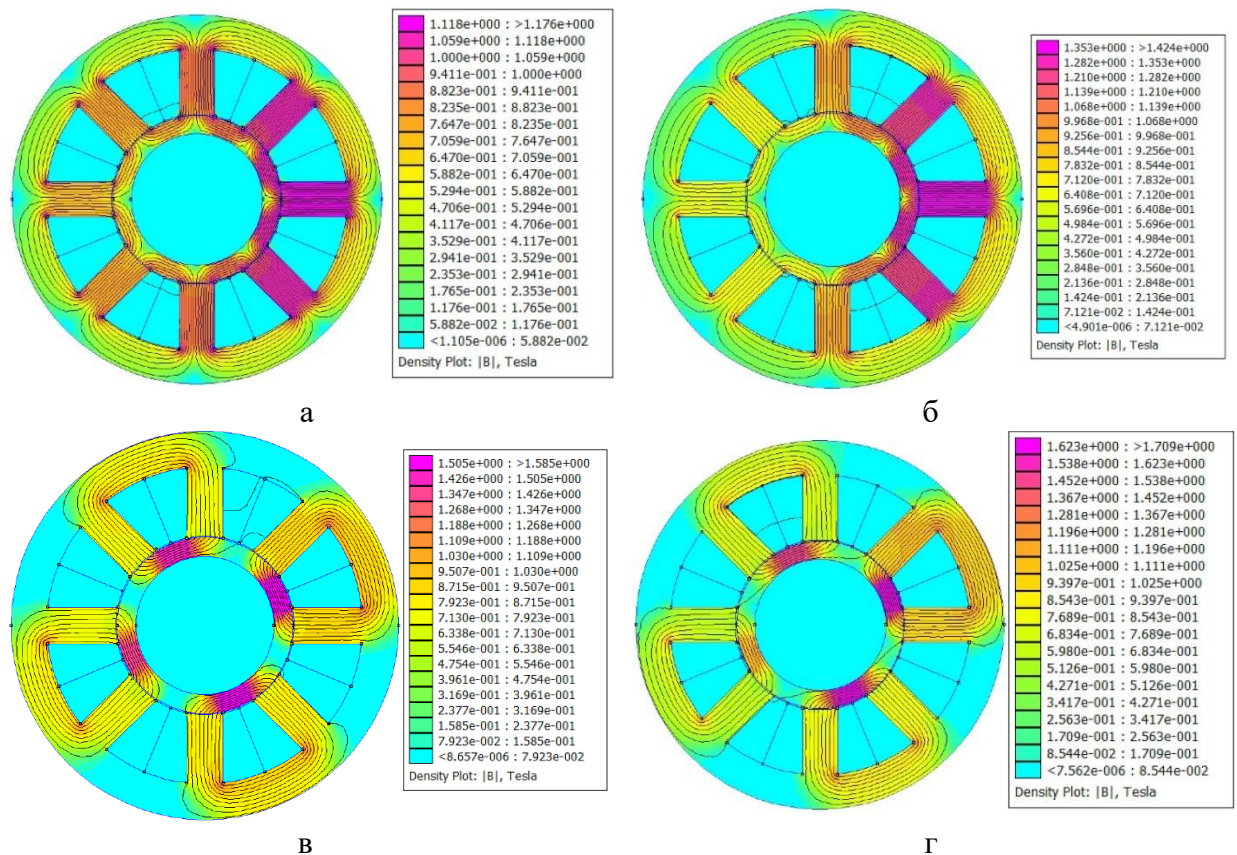


Рисунок 3 – Распределение магнитного поля в РМП при смещении ротора а) на 0,1 мм и б) 0,2 мм для топологии NSNS, в) на 0,1 мм и г) 0,2 мм для топологии NNSS

Согласно данным моделирования, величина магнитной индукции в роторе растет пропорционально величине смещения. При этом следует отметить, что система управления должна корректировать величину тока в обмотках в меньшую сторону по мере приближения ротора к статору.

Величина электромагнитной силы является критическим параметром при проектировании магнитных подшипниковых систем. Формула для расчета электромагнитной силы [3, 4]

$$F = \frac{B^2}{\mu_0} S_{pol} \cos \frac{\pi}{m}, \quad (1)$$

где B – магнитная индукция в рабочем воздушном зазоре между статором и ротором, μ_0 – магнитная проницаемость в вакууме,

S_{pol} – площадь поперечного сечения полюса, перпендикулярная направлению магнитного потока,

m – количество полюсов статора радиального магнитного подшипника.

Топология NSNS демонстрирует максимальную силовую отдачу (усилие до 830 Н при смещении 0,2 мм согласно (1)), но обладает выраженной нелинейностью и сильной перекрестной связью между осями X и Y . Это требует от системы управления сложных компенсирующих алгоритмов, таких как декомпозиция с помощью матриц преобразования.

Топология NNSS предлагает компромисс. Магнитная связь ослаблена, что упрощает управление до независимых ПИД-регуляторов для каждой оси (усилие до 400 Н при смещении 0,2 мм согласно (1)). Однако её коэффициент жесткости примерно ниже, чем у NSNS, что может ограничить подавление высокочастотных вибраций [5].

Для высокоскоростных применений решающим фактором может стать не сила, а паразитные потери в роторе. Топология NNSS, с её более локализованным и симметричным полем, предположительно будет иметь меньшие потери на вихревые токи при той же частоте вращения по сравнению с NSNS, где переменное поле затрагивает больший объем ротора. Это напрямую повлияет на КПД и тепловой режим.

Топологии принципиально различаются характером магнитной связи. Конфигурация NSNS характеризуется сильной перекрестной магнитной связью между ортогональными осями управления, что визуально подтверждается замыканием значительных потоков через ярмо статора между соседними разноименными полюсами. В конфигурации NNSS магнитные потоки организованы в практически независимые петли, что обеспечивает слабую связь и существенно упрощает архитектуру системы управления [6].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выбор оптимальной топологии магнитных полюсов является стратегической задачей, определяющей всю архитектуру привода на магнитных подшипниках. Для агрегатов, работающих в условиях высоких ударных нагрузок и требований к максимальной динамической жесткости, оправдано применение топологии NSNS несмотря на возросшую сложность системы управления. Для высокоскоростных вращающихся машин (турбомолекулярные насосы, маховики), а также для модульных решений, где ключевыми факторами являются надежность, стоимость и энергоэффективность, рациональным выбором представляется топология NNSS. Представленные результаты формируют обоснование для принятия проектного решения, исходя из конкретных технических требований к оборудованию.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Журавлев Ю. Н. Активные магнитные подшипники: расчет и применение. / Ю. Н. Журавлев. – М: Политехника, 2003. – 206. с.
2. Qiang Li Structure design and optimization of the radial magnetic bearing / Qiang Li, Yefa Hu, Huachun Wu Actuators. – 2023. is. 12 (1) P. 27–38.
3. Хайруллин И. Х. Определение сил гибридного магнитного подшипника для высокоскоростных шпинделей / И. Х. Хайруллин, Ф. Р. Исмагилов, В. Е. Вавилов // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2012. Т.16, №1. С. 70-73.
4. Верещагин В. П. Методика проектирования электромагнитных подшипников / В. П. Верещагин, А. В. Рогоза, Т.Н. Савинова // 2009. 6 с.
5. Исмагилов Ф.Р. Анализ влияния конструкции радиального магнитного подшипника на магнитные характеристики / Ф.Р. Исмагилов, Ш. Н. Шарафутдинов, И. И. Ямалов, Д. А. Глумов // Электротехника. – 2023. № 12. С. 19-24.
6. Ye, X. A Novel Homopolar Four Degrees of Freedom Hybrid Magnetic Bearing / Ye, X. Le, Q.; Zhou, Z. // IEEE Trans. Magn. – 2020. vol. 56. P. 1–4.

Щепин Д. И.

i.am.nezyko@gmail.com

Фархутдинов Р. И.

4587540@gmail.com

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий»

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ НА ОСНОВЕ НЕЧЁТКОЙ ЛОГИКИ И НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ: АРХИТЕКТУРЫ, ПРЕИМУЩЕСТВА И ПУТИ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

Аннотация: В работе представлен системный анализ современных подходов к построению интеллектуальных регуляторов электроприводов, основанных на методах нечёткого вывода и искусственных нейронных сетей. Обосновывается неэффективность традиционных ПИД-алгоритмов в условиях параметрической нестабильности, нелинейного поведения и отсутствия точной модели объекта. Рассмотрены принципы построения нечётких контроллеров, нейросетевых регуляторов и их гибридной реализации - ANFIS. Особое внимание уделено практическим аспектам внедрения: выбору аппаратной платформы, способам обучения, совместимости с промышленными стандартами и обеспечению надёжности. Показано, что интеллектуальные стратегии управления позволяют достичь высоких показателей точности и энергоэффективности без необходимости построения сложных аналитических моделей.

Ключевые слова: электропривод; нечёткая логика; нейронные сети; интеллектуальное управление; адаптивные системы; ANFIS.

Shchepin D. I.
i.am.nezyko@gmail.com

Farkhutdinov R. I.
4587540@gmail.com

Ufa University of Science and Technology

INTELLIGENT CONTROL SYSTEMS FOR ELECTRIC DRIVES BASED ON FUZZY LOGIC AND NEURAL NETWORKS: ARCHITECTURES, ADVANTAGES, AND PRACTICAL IMPLEMENTATION PATHWAYS

Abstract: This paper presents a systematic analysis of intelligent control methods for electric drives based on fuzzy logic and artificial neural networks. The limitations of traditional PID controllers under conditions of nonlinearity, non-stationarity, and the absence of an accurate plant model are substantiated. The architectures of fuzzy controllers, neural network-based regulators, and their hybrid implementation—ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System)—are examined. Particular attention is paid to practical implementation aspects, including hardware platform selection, training methodologies, integration with industrial communication protocols, and reliability assurance. It is demonstrated that intelligent control algorithms significantly enhance precision, stability, and energy efficiency without requiring complex mathematical modeling.

Keywords: electric drive; fuzzy logic; neural networks; intelligent control; adaptive systems; ANFIS.

ВВЕДЕНИЕ

Современные электромеханические комплексы, применяемые в станкостроении, робототехнике, лифтовом оборудовании и транспорте, требуют всё более высоких показателей динамической точности, энергетической рациональности и надёжности. Центральным элементом таких систем выступает электропривод - интегрированное устройство, объединяющее электродвигатель, преобразователь частоты, датчики и блок управления. Для регулирования скорости, положения или момента традиционно используются ПИД-регуляторы, эффективные лишь при линейном и стационарном поведении объекта.

На практике же условия эксплуатации принципиально отличаются от идеализированных моделей. Параметры электродвигателя изменяются под влиянием температуры, момент нагрузки может меняться скачкообразно, а датчики часто подвержены шумам и временным задержкам. В условиях распределённого производства или автономной эксплуатации зачастую невозможно получить полную информацию о динамике привода. В этих условиях классические регуляторы проявляют слабую адаптивность, что приводит к колебаниям, перерегулированию и снижению общей эффективности [3].

Данная проблематика стимулирует применение интеллектуальных методов управления, способных функционировать в условиях неполной и неточной информации. Наиболее перспективными из них являются нечёткая логика и искусственные нейронные сети — подходы, не требующие строгого математического описания объекта и допускающие обучение на данных или настройку по экспертным правилам [2].

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Цель настоящей работы - систематизировать существующие архитектуры интеллектуального управления электроприводами, оценить их применимость и выявить

условия для успешной практической реализации. Особый акцент сделан на гибридных системах, сочетающих сильные стороны обоих подходов.

Нечёткая логика, введённая Л. Заде, позволяет оперировать приближёнными понятиями, такими как «незначительная ошибка» или «резкое изменение скорости». В отличие от классической бинарной логики, здесь используется непрерывная шкала принадлежности от 0 до 1. Регулятор на основе нечёткой логики (FLC) состоит из четырёх этапов: преобразования числовых входов в нечёткие величины (фаззификация), применения базы лингвистических правил, логического вывода и обратного преобразования результата в чёткое управляющее воздействие (дефаззификация) [3].

Такой подход обеспечивает устойчивость к измерительным погрешностям, независимость от точной модели двигателя и простоту модификации под конкретные задачи. FLC нашёл применение в управлении асинхронными двигателями при переменной нагрузке, в системах позиционирования промышленных манипуляторов и в лифтовых установках, где критична плавность переходных процессов [3]. Однако при увеличении числа входных переменных резко возрастает сложность базы правил - так называемое «проклятие размерности».

Искусственные нейронные сети (ANN) представляют собой вычислительные структуры, способные аппроксимировать сложные нелинейные зависимости посредством обучения на данных. В отличие от нечёткой логики, где знания задаются вручную, сети автоматически выявляют закономерности в поведении привода. Наиболее распространены многослойные перцептроны (MLP) для статических задач и рекуррентные архитектуры (LSTM) для учёта динамики процесса [4,5].

Основные стратегии применения включают прямое управление, идентификацию динамической модели и интеграцию в схемы модельно-ориентированного регулирования. Экспериментальные данные подтверждают: MLP-регуляторы сокращают время переходного процесса на 20–30 % [4,7], а LSTM обеспечивают микронную точность позиционирования. Главный недостаток - сложность интерпретации принимаемых решений, что затрудняет верификацию в критически важных системах.

Для объединения преимуществ обоих подходов разработаны гибридные архитектуры. Наиболее известной является ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) - система, сочетающая структуру нечёткого вывода с механизмом обучения нейронной сети. Её пятиуровневая топология включает фаззификацию, вычисление активности правил, нормализацию, линейный вывод и агрегацию. Обучение осуществляется гибридным методом: градиентный спуск применяется к параметрам функций принадлежности, а метод наименьших квадратов - к коэффициентам линейных функций [1,6].

Для управления в условиях внезапных скачков нагрузки, сглаживания механических несовершенств (таких как трение и зазоры) и повышения энергоэффективности используется ANFIS (адаптивная нейро-нечеткая система вывода) [6,8]. Данная система выгодно сочетает в себе высокую точность работы и понятную структуру, что делает ее перспективной для использования в промышленности.

Внедрение ANFIS на практике связано с необходимостью решения ряда технических вопросов. Если нечеткие регуляторы могут быть реализованы на основе 32-разрядных микроконтроллеров (например, STM32), то для нейросетевых и ANFIS-решений требуется использование платформ с аппаратной поддержкой искусственного интеллекта или FPGA [8,10].

Для интеграции в промышленные системы важна поддержка протоколов Modbus, CANopen, OPC UA и соответствие стандарту IEC 61131-3 [9]. Для обеспечения надёжности вводятся механизмы резервирования: при сбое интеллектуального модуля система автоматически переключается на резервный ПИД-контур, управляющее воздействие ограничивается физическими пределами, а все события логируются. Ключевой принцип - модульность: интеллектуальный регулятор должен выступать как надстройка над существующей системой, а не как её полная замена.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Интеллектуальные методы управления электроприводами представляют собой зрелое техническое решение для повышения качества функционирования в сложных условиях. Их главное преимущество - возможность эффективной работы без построения точной математической модели. Гибридные архитектуры, в частности ANFIS, обеспечивают оптимальный баланс между адаптивностью и инженерной прозрачностью.

Дальнейшее развитие направления связано не с созданием новых алгоритмов, а с их интеграцией в существующие аппаратно-программные комплексы с учётом требований надёжности, совместимости и масштабируемости. Переход к интеллектуальному управлению — это естественная эволюция, направленная на повышение эффективности, гибкости и автономности современных электромеханических систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Jang, J.-S. R. ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. – 1993. – Vol. 23, № 3. – P. 665–685.
2. Карпов Ю. Г., Курейчик В. М. Интеллектуальные системы управления: нечёткая логика, нейронные сети, генетические алгоритмы. – М.: Физматлит, 2021. – 416 с.
3. Zhang, L., Huang, Y., & Li, H. Fuzzy Logic Control of Induction Motor Drives: A Review // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2022. – Vol. 69, № 5. – P. 4567–4579.
4. Петров Е. А., Смирнов А. В. Применение нейронных сетей для управления асинхронным электроприводом // Известия вузов. Электромеханика. – 2023. – № 4. – С. 28–35.
5. Wang, F.-J., Liu, Y.-H., & Chen, C.-L. LSTM-Based Predictive Control for High-Precision Servo Drives // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. – 2024. – Vol. 29, № 2. – P. 1120–1131.
6. Лебедев А. Н., Морозов А. С. Гибридные интеллектуальные регуляторы в электроприводах: от моделирования к внедрению // Электротехника. – 2022. – № 9. – С. 44–51.
7. Kosko, B. Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence. – Prentice Hall, 2020. – 449 p.
8. Rossi, M. et al. Real-Time Implementation of ANFIS Controllers on Embedded Platforms for Industrial Drives // Energies. – 2023. – Vol. 16, № 8. – 3421.
9. ГОСТ Р 58293–2018. Интеллектуальные системы распределения электроэнергии. Основные положения. — М.: Стандартинформ, 2019.
10. MathWorks. Model-Based Design for Motor Control with Simulink and Embedded Coder. – Technical Documentation. – 2024. – URL: <https://www.mathworks.com/solutions/motor-control.html> (дата обращения: 10.12.2025).

*Янгиров И. Ф., Исмагилов Ф. Р., Кабиров А. М., Ахмеджанова Э. Р., Кудрявцев Н. С.
flusmasa@yandex.ru*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

КОМПОЗИТНЫЙ МОДЕРНИЗИРОВАННЫЙ ДВУХСПИРАЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ (КМДД)

Аннотация: в работе предлагается оригинальная конструкция электропривода композитного двухспирального двигателя вращательно-колебательного движения. Составлена обобщенная математическая модель (КМДД) с аналитическим решением, рассмотрены частные случаи полученного решения. Показаны возможные пути повышения механической характеристики и линеаризации путем выполнения прорезей со скосом и выполнения композитной электропроводящей спиральной пружины. Исходная КМДД

найдет широкое применение не только в энергетике, но и в машиностроении, станкостроении, электромашиностроении и т.д.

Ключевые слова: цилиндрическая пружина; спиральная пружина; индуктивность; выходная характеристика; модернизированная, диморфная угольная пластина, пьезогенераторная пластина

*Ismagilov F. R., Yangirov I. F., Akhmedzhanova E. R., Kudryavtsev N. S.
flusmasa@yandex.ru*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

COMPOSITE UPGRADED TWO-SPIRAL ENGINE (CMDS)

Abstract: The paper proposes an original design of an electric drive for a composite double-helix motor with rotational and oscillatory motion. A generalized mathematical model (CMDSM) with an analytical solution has been developed, and specific cases of the obtained solution have been considered. Possible ways to improve the mechanical characteristics and linearization have been shown by making slits with a bevel and using a composite electrically conductive spiral spring. The original CMDSM will find widespread application not only in the energy sector, but also in mechanical engineering, machine tool manufacturing, electrical engineering, and other fields.

Key words: cylindrical spring; spiral spring; inductance; output characteristic; modernized, dimorphic carbon plate, piezoelectric plate

ВВЕДЕНИЕ

Практически во всех отраслях машиностроения для существенного повышения интенсивности и эффективности технологических процессов в настоящее время используются элементы автоматики, в частности двигатели вращательно-колебательного движения для приводов станков-роботов. В системах управления (СУ) станками-роботами могут быть использованы такие двигатели с различными конструкциями, однако наиболее перспективно применение электромеханических преобразователей СУ, которые обладают простотой, высокой надежностью, ремонтпригодностью, малым потреблением энергии на управление и т.д.

Большое количество публикации, связанных с проектированием новых конструкций электромеханических КМДД двигателей с одновременным совершенствованием уже известных, позволяет судить о неослабевающем интересе разработчиков к этому классу устройств, особенно с развитием технических роботов и гибких модулей.

Предлагаемая в работе конструкция КМДСД имеет относительно простую и надежную конструкцию, технологична, улучшены массогабаритные показатели и, благодаря своим улучшенным технико-экономическим показателям, найдет широкое применение в дискретной автоматике, приборостроении, часовой промышленности [1].

Исследования показывают, что конструктивное исполнение КМДД с созданием ее математической модели, аналитическим решением и экспериментальными сопровождением позволит создать для современного автоматизированного машиностроения новый элемент СУ, который во взаимодействии с другими элементами приводов будет удовлетворять требованиям гибкого автоматизированного производства.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

С целью повышения линейности механических характеристики указанного устройства, на спиральной пружине выполнены продольные прорезы и они выполняются со скосом под углом α , для компенсации высших нечетных гармоник ($\nu=3;5;7\dots[4]$) посредством устранения обратных тормозящих магнитных полей, что и линеаризует

выходные характеристики КМДСД (рис.1) [5,7,17,21].

На Рис.1 представлена расчётная модель (схема) части спиральной пружины с продольными прорезями со скосом, с указанием действующих сил[4].

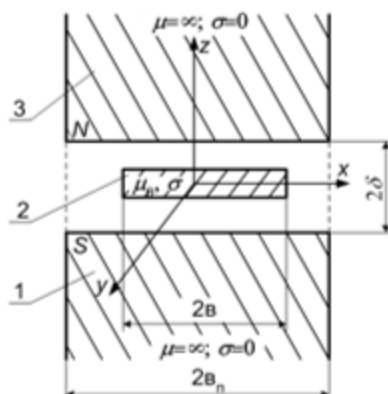


Рисунок 1 – Расчетная схема: 1, 3 – индуктор, 2 – виток спирали с продольными косыми прорезями и диморфной угольной пластиной

Особенностью такой расчетной схемы является дополнительное введение в конструкцию витка спирали продольных прорезей со скосом (Рис.2.) и приклеиванием диморфной тонкой угольной пластины.

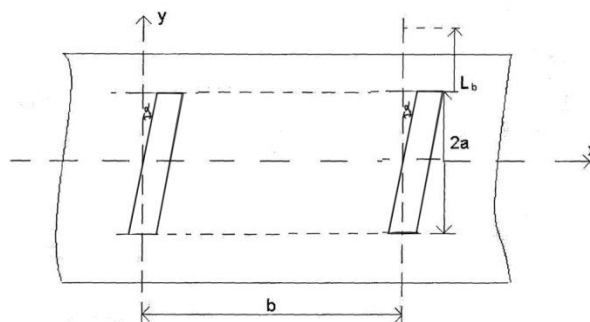


Рисунок 2 – Спиральный виток с косыми прорезями

Работа КМДД основана на пьезоэлектрическом эффекте, когда, воздействуя попеременно на пьезокерамическую прокладку (диморфную угольную пластинку) (300-400Н) возникает напряжение (1000В) и на электропроводящей пластинке возникает дополнительный ток, соответственно повышающий крутильный вращающий момент на валу КМДСД [3-5]. Выработка электрической энергии за счет попеременной деформации бифилярной пластины позволяет уменьшить потребляемую энергию КМДД, что определяет энергетическую эффективность объекта.

При переменном действии на пьезоэлектрическую пластинку возникает высокое электростатическое напряжение (так, установлено, что при действии силы $F=40$ Н на специальную пористую пьезопластинку, возникает напряжении $U=1$ кВ), которое заряжает угольную ленту на угольной пористой поверхности, которое превращается в полезную энергию.

Конструкция. Электропривод КМДСД [3] (рис 3), содержит корпус 1, внутри которого расположены подвижные вдоль продольной оси постоянные магниты 2 и спиральные электропроводящие пружины 3. При подаче на спиральные пружины переменного разного направления тока, спиральные пружины совершают вращательно-колебательные движения, что передается вала. В отличие от известных электроприводов, КМДСД предложенная конструкция проста, надежна, имеет относительно уменьшенные

массо-габаритные показатели. [1;2;3;4]. Применение двигателя, имеющего такую же функцию, позволяет повысить производительность, скорость и эффективность КМДСД в 1,5-2 раза относительно ЭМВП-двигателя.

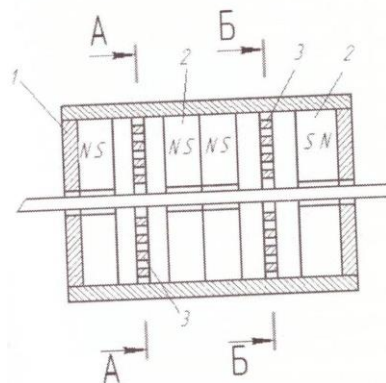


Рисунок 3 – Композитный модернизированный двухспиральный двигатель: 1 - корпус; 2 - постоянные магниты; 3- композитная спиральная электропроводящая пружина.

Математическая модель. При решении задачи использованы общепринятые допущения, которые далее корректировались известными поправочными коэффициентами [5].

Для расчета спиральная пружина заменена геометрической моделью в виде последовательных круговых витков, с сохранением геометрических размеров витка, шага и количества витков спирали [6;7;8].

На рисунке 4 изображены силы, действующие на виток спирали в форме кольца. Используя расчётную модель с установленными силами, составляют уравнения механики и электродинамики с учётом граничных условий. В работе выводится особенная модель ИДМР со спиральным лепестковым элементом исходя из частных случаев для упрощения задачи, т.е. случаев датчика и двигателя, которое показывается ниже в работе [9; 10]

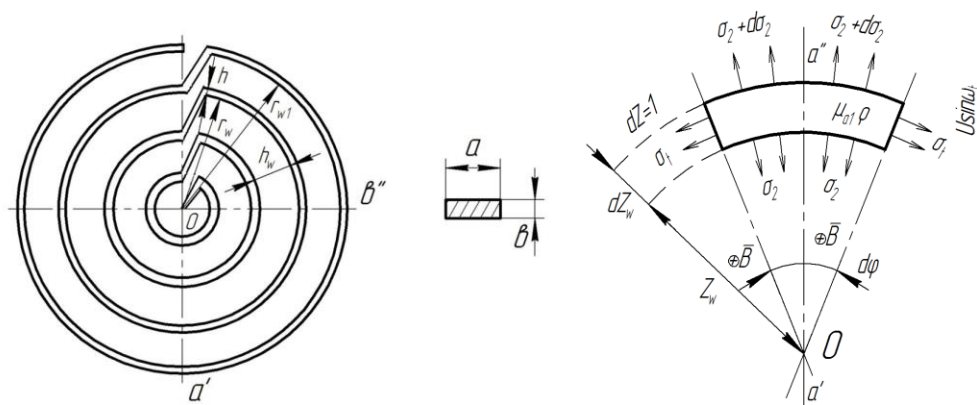


Рисунок 4 – Расчётная модель спирали

Система уравнений, описывающая работу ЭМВП со сложной геометрией вторичного элемента [7,8,21], пригодна и для КМДСД

$$\left\{ \begin{aligned}
& \frac{\partial^2 s_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} \cdot \frac{\partial s_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w^2} s_w = \rho \frac{1-\mu^2}{E} \cdot \frac{\partial^2 s_w}{\partial t^2}; \\
& \frac{\partial^2 s_w}{\partial r_w^2} + 2n\xi \cdot \frac{\partial s_w}{\partial t} + \omega_0^2 s_w = -2\pi A_{\text{ex}} \sin \omega t \cdot s_w + \\
& + \left\{ \frac{i^2}{2} \left(\left[\frac{dL_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum_1^N \frac{dM_{ow_2n}}{dr_{ow}} \right] + \left[\sum_1^N K_{Lw} + 2 \sum_1^N K_{Mw_2n} \right] \right) + B_0 i l \right\} s_w; \\
& e_w = B_0 l_w \frac{\partial s_w}{\partial t} \\
& iR + \frac{di}{dr} \left(\sum_1^N L_{ow} + 2 \sum_1^N M_{ow_2n} \right) + \frac{di}{dt} \left(\sum_1^N K_{LwS_w} + \sum_1^N K_{Mw_2nS_w} \right) + \\
& + i \left(\sum_1^N K_{Lw} \frac{ds_w}{dt} + 2 \sum_1^N K_{Mw_2n} \frac{ds_w}{dt} \right); \\
& s_w \Big|_{r_w=r_0} = 0; s_w \Big|_{r_w=R_0} = 1;
\end{aligned} \right. \quad (1)$$

где s_w – радиальное перемещение, w -го витка спирали; E – модуль упругости первого рода; μ – коэффициент Пуассона; $n\xi$ – коэффициенты трения и демпфирования; ω_0 – частота собственных колебаний; ω – частота вынужденных колебаний; r_w – радиус w -го витка; l_w – длина участка витка; B_0 – индукция магнитного поля; $s_w(1)$ – форма колебаний спирали; R – активное сопротивление спирали; $e(t)$ – подводимое напряжение; L_{ow} и M_{ow} – индуктивность и взаимоиндуктивность спирали в статическом состоянии; K_{Lw} , K_{Mw} – некоторые конструктивные постоянные [11].

Окончательно, учитывая соотношение (1), система уравнений ЭМВП-вибродвигателя (МДСД) выглядит следующим образом [7]

$$\left\{ \begin{aligned}
& e(t) = iR + \frac{di}{dr} \left(\sum L_{ow} + 2 \sum M_{ow_2n} \right) + \frac{di}{dt} \left(\sum K_{LwS_w} + \sum K_{Mw_2nS_w} \right) + \\
& + i \left(\sum K_{Lw} \frac{ds_w}{dt} + 2 \sum K_{Mw_2n} \frac{ds_w}{dt} \right); \\
& \frac{\partial^2 s_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} \frac{\partial s_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w^2} s_w = \rho \frac{1-\mu^2}{E} \frac{\partial^2 s_w}{\partial t^2}; \\
& S_w /_{r_w=r_0} = 0; \\
& S_w /_{r_w=R_0} = 1; \\
& \ddot{x} + 2n\xi \dot{x} + \omega_0^2 x = \left\{ \frac{i^2}{2} \left(\left[\frac{dL_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \frac{dM_{ow_2n}}{dr_{ow}} \right] + \left[\sum K_{Lw} + 2 \sum K_{Mw_2n} \right] \right) + B_0 i l \right\} \cdot S_w
\end{aligned} \right. \quad (2)$$

Определяется общая формула для расчета характеристики спирального МДСД [7]

$$F_{\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sum s_w \frac{4I_m^2 \left[\left(\sum \frac{dl_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \frac{dM_{o,w,n}}{dr_{o,w,n}} \right) + \left(\sum K_{lw} + 2K_{o,w,n} \right) \right]}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2q^2}} \cos(2\omega t + \varphi_3) - \frac{I_m B_0 l}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4D^2q^2}} \sin(\omega t + \varphi_3) \quad (3)$$

С точки зрения требований систем управления и современного электропривода представляет интерес исследование механических характеристик МДСД – двухспирального двигателя с замкнутым вторичным элементом, или подключаемым к источнику переменного тока.

Усилия, возникающие в МДСД [8]

$$F = \frac{\sqrt{2}}{2} I_m^2 \sum s_w \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2q^2}} \left[\left(\sum \frac{dL_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \frac{dM_{ow,n}}{dr_{o,w}} \right) + \left(\sum K_{L,w} + 2 \sum K_{ow,n} \sqrt{K_{Lw} K_{L,n}} \sqrt{\gamma_{w,n}} \right) \right] \quad (4)$$

Форма колебания пружины упругой формы выглядит в виде уравнения механической волны [14] и ее действительная форма

$$\begin{aligned} \sum s_w(1) &= R \sin(2\omega t - (k,r) + \phi), \\ \sum s_w &= \sqrt{2/2R} \end{aligned} \quad (5)$$

где R -величина возмущения в данной точке пространства, (k,r) -волновой вектор. Общую формулу для расчета характеристики спирального МДСД

$$F_{\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sum s_w(1) \left\{ \frac{4I_m^2 \left[\left(\sum \frac{dl_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \frac{dM_{ow}}{dr_{ow}} \right) + \left(\sum K_{lw} + 2 \sum K_{mw,n} \right) \right]}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2q^2}} \cos(2\omega t + \phi_3) - \frac{I_m B_0 l}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4D^2q^2}} \sin(\omega t + \phi_3) \right\} \quad (6)$$

Для инженерных расчетов силу можно определить исходя из следующих соотношений

$$F_{zm} = \frac{\sqrt{2}}{2} s_w(1) I_m^2 \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2q^2}} A_w, \quad (7)$$

где для круглого сечения при низкой частоте A_w имеет вид [12;13]

$$A_w = \mu_o \sum_1^N \ln \left(\frac{8r}{d_n} - 0,75 \right) + 2\pi \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{\gamma_{w,no}}} \left(2K - \frac{2-K^2}{1-K_{w,n}} E - \frac{K^2_{w,n} \gamma_{w,no}}{1-K^2_{w,n}} \cdot E \right) \right], \quad (8)$$

где прямоугольного сечения при низкой частоте A_w имеет вид

$$A_w = \mu_o \sum \ln \left(\frac{8r_{wo}}{a+b} + 0,5 \right) + 2\pi \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{\gamma_{w,no}}} \left(2K - \frac{2-K_{w,n}^2}{1-K_{w,n}} \cdot E - \frac{K_{w,n} \gamma_{w,no}}{1-K_{w,n}^2} \cdot E \right) \right], \quad (9)$$

где $K_{w,n} = \frac{2\sqrt{r_{wo} r_{no}}}{r_{wo} + r_{no}}$ – модуль лежандровых интегралов; K, E – полные эллиптические интегралы первого и второго ряда соответственно; $\gamma_{w,n,o} = r_{ow} / r_{on}$ –

отношение радиусов предполагаемых витков.

Далее используя формулы (6;7) можно определить скоростные, энергетические и экономические характеристики для сравнительного анализа с ранее известными МДСД (ЭМВП).

Интерес представляет конструкция низкочастотного механического движителя МДСД, когда короткозамкнутая спиральная плоская электропроводящая пружина помещена в переменное магнитное поле $B = B_o(\sin \omega t)$. Для приведенной круговой модели в этом случае исходя из Закона Био-Савара-Лапласа [15]

$$I_m = \frac{\mu_o B_o}{2\sqrt{r_{wo}^2 + \omega^2 (L_{wo} + 2M_{w,no})^2}}, \quad (10)$$

и выходная характеристика МДСД определяется, пользуясь выражением (10), из

$$F_{\sum M} = \frac{\sqrt{2}}{8} s_w(1) \frac{\mu_o^2 B_o^2}{\sum r_{wo}^2 + \omega^2 (\sum L_{wo} + 2\sum M_{w,no})^2} \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2 q^2}} A_w. \quad (11)$$

Анализ полученных выражений (6-11) проводился численным методом с использованием ПЭВМ. На рис. 7 изображена соответственно зависимость отношений равного усилия спирального короткозамкнутого МДМД от относительной частоты внешнего возмущающего тока (магнитного поля).

Кроме рассмотренного устойчивого режима работы МДСД со спиральным элементом, представляет интерес неустановившийся режим работы. Так уравнение электрического равновесия подвижной спиральной пружины в общем виде имеет вид:

$$iR_w + \frac{di}{dt} \left(\sum_1^N L_w + 2\sum_1^N M_{w,n} \right) + i \frac{d}{dt} \left(\sum_1^N L_w + 2\sum_1^N M_{w,n} \right) = 0. \quad (12)$$

Решение этого уравнения имеет соответственно вид: $i = I_{mo} e^{-t/T}$, где постоянная времени плоскоспирального элемента (период затухающего колебания) [15;16]

$$T = \frac{\sum r_w}{\sum L_w + 2\sum M_{w,n}} = \frac{\sum r_{wo}}{\sum L_{wo} + 2\sum M_{w,n,o}}, \quad (13)$$

что определяет передаточную функцию МДСД -двигателя.

Таким образом, получены аналитические соотношения МДСД с разомкнутым, так и короткозамкнутым подвижным элементом как в установившемся, так и переходном режимах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана оригинальная многофункциональная конструкция КМДСД. Создана ее математическая модель с аналитическими решениями и экспериментальным

подтверждением полученных теоретических положений.

2. Получены выражения для определения силовых приводных характеристик в зависимости от геометрических размеров и магнитных характеристик, исходные положения позволят их увязать техническими характеристиками нагрузки.

3. Разработанная конструкция КМДСД экономична, технологична и проста в эксплуатации относительно известных электромеханических устройств аналогичного функционального назначения.

4. Авторами использованы частично результаты, полученные ранее в своих работах [3,4,6,7,9,21], что позволяет утверждать о достоверности полученных в работе результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент РФ № 2074487. Магнитоэлектрический преобразователь: пат. 2074487 Рос. Федерация: Н02К33/16, В06В1/04/ Хайруллин И. Х.; Янгиров И. Ф.; заявл. 27.07.1994; опубл. 27.02.1997.
2. Патент РФ № 2085012. Магнитоэлектрический преобразователь: пат. 2085012 Рос. Федерация: Н02К33/00/ Хайруллин И. Х., Янгиров И. Ф., Исмагилов Ф. Р.; заявл. 08.04.1994; опубл. 20.07.1997.
3. Янгиров И. Ф. Многосекционная пружинная электромеханическая муфта (МСЭМ)/ И. Ф. Янгиров, Ф. Р. Исмагилов, Д. В. Максудов, Л. Ф. Зиялtdинова // М.: Технология машиностроения. - 2017-№3. - С.22-25.
4. Хайруллин, И. Х. Устройство для возбуждения крутильных колебаний: патент RU 2028835 С1 Рос. Федерация / И. Х. Хайруллин, И. Ф. Янгиров, Ф. Р. Исмагилов, Т. И. Хайруллин – URL: <https://patents.google.com/patent/RU2028835C1/ru>.
5. Хайруллин И. Х., Исмагилов Ф. Р., Янгиров И. Ф., Хайруллин Т. И // Машиностроитель. – 1993. – №7,8. – С. 19-27.
6. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. – Л.: Энергия. – 1970.
7. Исмагилов Ф. Р. Электропривод пружинный для борьбы с гололедом воздушных линий // Ф. Р. Исмагилов, И. Ф. Янгиров, Д. В. Максудов, Х. Х. Каланов / Челябинск. Вестник ЮУрГУ. «Энергетика». – 2017. – Т.17. – №2. – С.29-33.
8. Янгиров, И. Ф. Вибрационный электродвигатель со спиральным вторичным элементом. / И. Ф. Янгиров / Электротехника. – 2008. – №5. – С. 14–18.
9. Исмагилов Ф. Р., Янгиров И. Ф. Электромеханические преобразователи энергии со спиральным вторичным элементом. – М.: Машиностроение. – 2012. – 192с.
10. Янгиров, И. Ф., Математическая модель спирального преобразователя с учетом основных электромеханических параметров. / И. Ф. Янгиров, Е. О. Ахметова// Всероссийская НПК «Наукоемкие технологии в машиностроении» – г. Ишимбай. – 2013 – С.59–61.
11. Янгиров, И. Ф. Магнитосвязный двухспиральный механический вибрационный привод. / И. Ф. Янгиров: Машиздат. Техника машиностроения. – 2011. – №3. С. 58-64.
12. Янгиров, И. Ф. Аналитическое выражение индуктивности и взаимной индуктивности спиральных электропроводящих пружин / Янгиров И. Ф. // Приборы и системы. – 2004. – №1. – С. 38–41.
13. Немцов М. В. Справочник по расчету параметров индуктивности – М.: Энергоатомиздат. – 1989. – 192 с.
14. Калантарев, П. Л. Расчет индуктивностей. / П. Л. Калантарев, Л. А. Цейтлин// Энергия – 1985. – 415 с.
15. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн; под общ. ред. Арамоновича И. Г. // Наука, – 1984. – 831 с.

16. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа. – 1978. – 528 с.
17. Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. – 3-е изд., перераб., – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
18. Хайруллин И. Х., Исмагилов Ф. Р., Саттаров Р. Р. Электрорезонансные демпферы с продольными прорезями полого ротора. – М.: «Электротехника». – 2000. – №8. – С.27–29.
19. Агейкин, Д. И. Датчики контроля и регулирования. Справочные материалы / Д. И. Агейкин, Е. Н. Костина, Н. Н. Кузнецова //Машиностроение, 1955. – 925 с.
20. Исмагилов Ф. Р. Электромеханические преобразователи энергии нетрадиционной конструкции / Исмагилов Ф. Р., Хайруллин И. Х., Бабилова Н. Л.// М.: Машиностроение. – 2014. – 242 с.
21. Шарапов В. М. Пьезоэлектрические датчики. / Шарапов В. М., Мусиенко М. П., Шарапова Е. В. // М.: Техносфера. – 2006. – 632 с.
22. Специальные электромеханические системы с вибрационными преобразователями: монография / [Ф. Р. Исмагилов и др.]. – М.: «Издательство «Инновационное машиностроение», 2021. – 470 с.

*Янгиров И. Ф., Лобанов А. В., Гарифуллин М. Р., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Кабилов А. М.
flusmasa@yandex.ru*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ СПИРАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР КРУТИЛЬНО-ВРАЩАТЕЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Аннотация. В статье выводятся аналитические соотношения для определения механических характеристик универсального спирального генератора крутильно-вращательных колебаний с экспериментальным подтверждением полученных теоретических положений

Результаты работы являются перспективными при применении разработанной расчетной базы на основе созданной математической модели и экспериментальных исследований при использовании их результатов для создания современной АСУ при модернизации и реконструкции оборудования промышленных предприятий, например, реконструкции нефтеперекачивающих станции (НПС) в нефтяной и газовой промышленности.

Ключевые слова: спираль, генератор, инерционная масса, вибрация; приведенная модель; рабочий объект, усиление, источник, нефтеперекачивающая станция, насосная станция.

*Yangirov I. F., Lobanov A. V., Garifullin M. R., Fedosov E. M., Kudryavtsev N. S., Kabirov A. M.
flusmasa@yandex.ru*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

UNIVERSAL SPIRAL GENERATOR OF TURN-ROTATIONAL OSCILLATIONS

Annotation. In article analytical parities for definition of metrological characteristics of the spiral gage of parameters of rotationally oscillatory movement with experimental acknowledgement of

the received theoretical positions are deduced

The results of the work are promising when applying the developed calculation base based on the created mathematical model and experimental studies when using their results to create a modern automated control system for the modernization and reconstruction of equipment at industrial enterprises, for example, the reconstruction of oil pumping stations (NPS) in the oil and gas industry.

Keywords: a spiral, angular acceleration, inertial weight, vibration; the resulted model; supervised object.

ВВЕДЕНИЕ

В данной работе исследуется универсальный спиральный генератор крутильно-вращательных колебаний (УСГКВ), способный работать и как генератор поступательных колебаний, и который найдет свое широкое применение в приборостроении, машиностроении благодаря многофункциональности, улучшенным механическим характеристикам.

Решается задача по определению механической характеристики конструкции универсального спирального преобразователя [1] для возможности создания инженерной методики расчета и оптимизационных решений. Результаты работы могут быть использованы проектировщиками и эксплуатационными подобно назначению элементов автоматики. Анализ существующих таких преобразователей в настоящее время показывает, что все же возникает потребность в разработке новых преобразователей генерации угловых ускорений и скоростей в целях расширения их механических характеристик и возможностей.

Конкретно исследуется УСГКВ со спиральным вторичным упругим элементом [1], который работает следующим образом. Колебания инерционной массы 3, жестко закрепленной с валом 4 возникают при пропускании через электропроводящую спиральную пружину 2 переменного тока, подключенной к источнику переменного тока E . При этом рабочий объект 6 способен совершить крутильно-вращательные колебания.

Если закрепить вал 4, и массе 3 придать возможность поступательного перемещения, то исходный УСГКВ, возможно, использовать и как генератор вибрационных ускорений или скорости. Что делает генератор функционально универсальный.

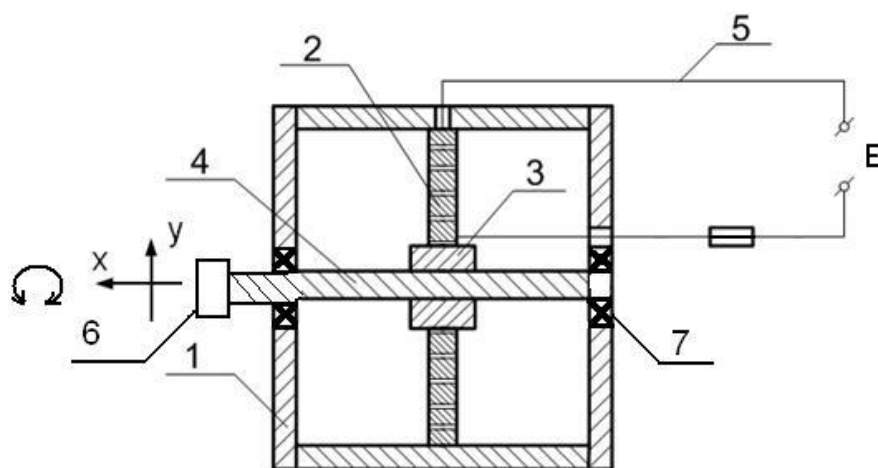


Рисунок 1 – Универсальный спиральный генератор крутильно-вращательных колебаний:

1-корпус; 2-электропроводящая спиральная пружина; 3-инерционная масса; 4-вал; 5-электрические выводные концы; 6 – рабочий объект; 7 – подшипники качения (втулки);

При решении задачи использованы общепринятые допущения [2], которые затем корректировались поправочными коэффициентами [3].

Для расчета спиральная пружина заменена геометрической моделью в виде последовательных круговых витков, с сохранением геометрических размеров витка, шага и количества витков спирали.

На рис. 2 изображены силы, действующие на виток спирали в форме круговых колец.

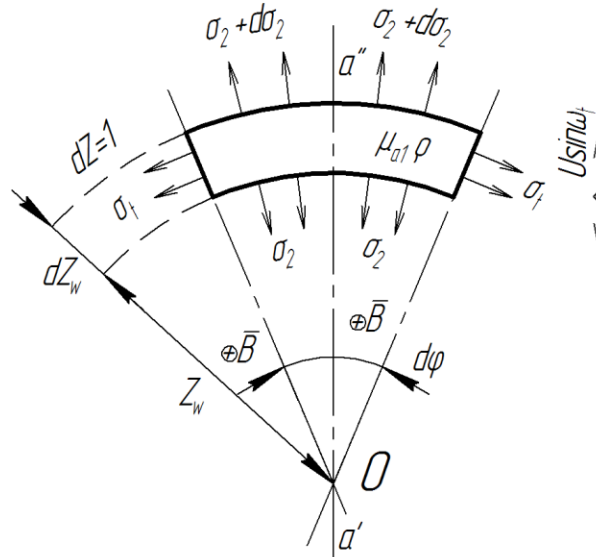


Рисунок 2 – Часть расчетной схемы УСГКВ

Математическая модель. Для решения задачи в работе были использованы метод приведения Релея; уравнения механики и электродинамики; методы математического анализа.

В результате преобразования уравнения свободного вращательного колебания спиральной пружины с учетом действующих сил получено соотношение для радиального переменного перемещения w -го витка спирали [3]

$$\rho \frac{1 - \mu^2}{E} * \frac{\partial^2 u_w}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 u_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} * \frac{\partial u_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w} * u_w, \quad (1)$$

где, E – модуль упругости юнга; μ – коэффициент Пуассона; ρ – плотность материала спирали; u_w – радиальное перемещение; r_w – радиус w -го витка.

Для решения исходного уравнения (1) используются граничные условия: в точке крепления $r_w=r_0$ перемещение витка отсутствует: $u_w(r_0)=0$; в точке приведения спирали коэффициент формы равняется единице [6] $u_w(r_0)=1$, где r_0 – внешний радиус спирали.

Суммарное радиальное электродинамическое усилие, спирали с током, определяется окончательно из выражения [3]

$$F_{2r} = \frac{1}{2} i^2 \left\{ \left[\sum \frac{dL_{ow}}{dr_{wo}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{0w,n}}{dr_{wo}} \right] + \left[\sum K_{Lw} + 2 \sum \sum K_{Mw,n} \right] \right\}, \quad (2)$$

где K_{Lw} ; $K_{Mw,n}$ – некоторые конструктивные постоянные; L_w ; M_w – индуктивность и взаимоиндуктивности [3]; i – ток в спирали.

Суммарное результирующее усилие, для тягового анализа исходного генератора [4]

$$F_{\Sigma} = q^2 u^2 (1) \frac{4 \operatorname{Im}^2 \left[\left(\sum \frac{dl_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{ow}}{dr_{ow}} \right) + \left(\sum K_{lw} + 2 \sum \sum K_{m,w,n} \right) \right]}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2 q^2}} \cos(2\omega t + \varphi_0) \quad (3)$$

Где $q = \omega / \omega_0$ – относительная частота возмущающего сигнала; D – степень успокоения; φ_0 – начальная фаза колебания; Im – ток в цепи спиральной пружины.

В режиме низкочастотных крутильно-вращательных колебаний для генератора (УСТВК), когда по спирали протекает ток $j = \operatorname{Im} \sin \omega t$, выражение (3) примет вид.

$$F_{\Sigma} = \sqrt{2} U_{\omega} (1) I_m^2 \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2 q^2}} \times A_w, \quad (4)$$

Где для круглого сечения при низкой частоте, A_w имеет вид [4]

$$A_w = \mu_0 \sum_1^N \ln \left(\frac{8r_{wo}}{d_n} - 0.75 \right) + 2\pi \sum_1^N \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{\gamma_{w,no}}} \left(2K - \frac{2 - K_{w,n}^2}{1 - K_{w,n}^2} E - \frac{K_{w,n}^2 \gamma_{w,n}}{1 - K_{w,n}^2} E \right) \right]; \quad (5)$$

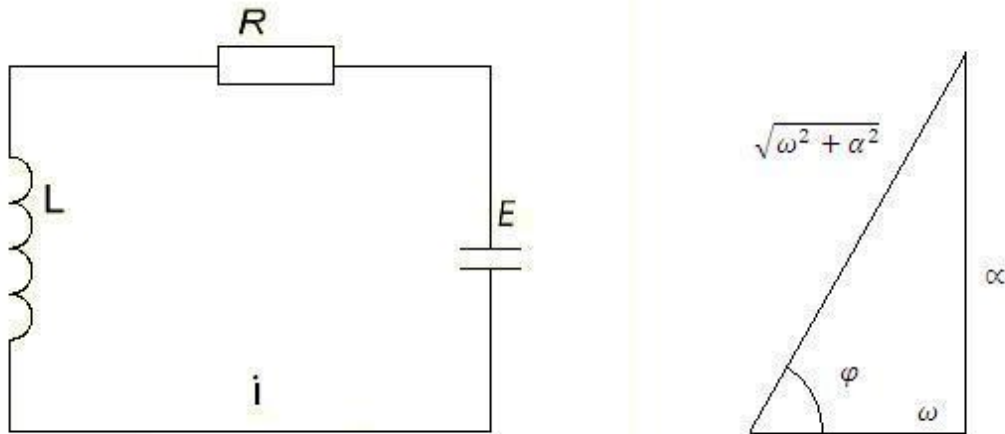
Или прямоугольного сечения при низкой частоте, A_w имеет вид

$$A_w = \mu_0 \sum_1^N \ln \left(\frac{8r_{wo}}{a+b} - 0.5 \right) + 2\pi \sum_1^N \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{X_{wn,o}}} \left(2K - \frac{2 - K_{w,n}^2}{1 - K_{w,n}^2} E - \frac{K_{w,n}^2 \gamma_{w,n}}{1 - K_{w,n}^2} E \right) \right], \quad (6)$$

где $K_{w,n} = \frac{2\sqrt{r_{wo} r_{no}}}{r_{wo} + r_{no}}$ – модуль лежандровых интегралов; K ; E – полные Эллиптические интегралы первого и второго ряда соответственно [5];

$\gamma_{w,no} = r_{ow} / r_{on}$ – отношение радиусов витков; d_n – диаметр провода витка; $a \times b$ – поперечное сечение витка.

Далее проведены исследования электрической цепи спиральной пружины, приведенный на Рис. 3(а)



а) б)
Рисунок 3 – Электрическая цепь спиральной пружины

Дифференциального управления цепи генератора.

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E, \quad (7)$$

Где E – электродвижущая сила; L – индуктивность спиральной пружины; R – омическое сопротивление цепи.

Решение этого дифференциального уравнения исходя из начального условия при $t=0$ ($i=0$) имеет вид [5]

$$i = \frac{E_0}{L(w^2 + \alpha^2)} * (w \sin wt + \alpha \cos wt - \alpha e^{-\alpha t}), \quad (8)$$

Если t достаточно велико, то $e^{-\alpha t}$ - малая величина ($\alpha > 0$) и ею в формуле [8] можно пренебречь. В таком случае будем иметь

$$i \approx \frac{E_0}{L(w^2 + \alpha^2)} * (w \sin wt + \alpha \cos wt), \quad (9)$$

Полагая (рис. 3.6) $w = \sqrt{w^2 + \alpha^2} \cos \varphi$, $\alpha = \sqrt{w^2 + \alpha^2} \sin \varphi$, из формулы (9) окончательно получим

$$\alpha = \frac{R}{L} \varphi_0 = \operatorname{arctg} \frac{\alpha}{w} i \approx \frac{E_0}{L \sqrt{w^2 + \alpha^2}} \sin(wt + \varphi) = \frac{E_0}{\sqrt{(Lw)^2 + R^2}} \sin(wt + \varphi_0), \quad (10)$$

Учитывая конструкцию спиральной пружины, для приведенной модели ток будет иметь вид

$$I_m = \frac{E_0}{\sqrt{R^2 w_0^2 + w^2 (Lw_0 + 2Mw, n_0)^2}}, \quad (11)$$

где Rw_0 – сопротивление спирали.

Выходная характеристика УСГКВ определяется из соотношения

$$F_\tau = \frac{\sqrt{2}}{2} * U_w(1) * \frac{E_0^2}{\Sigma R_{w_0}^2 + w^2 (\Sigma L_{w_0} + 2 \Sigma \Sigma M_{w, n_0})^2} * \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2 q^2}} A_w, \quad (12)$$

Анализ полученного выражения (12) проводился численным методом с использованием ПЭВМ. На рис.4 изображена соответственно зависимость отн осительного развиваемого крутильно-вращающего усилия УСГКВ от относительной частоты подводимого напряжения.

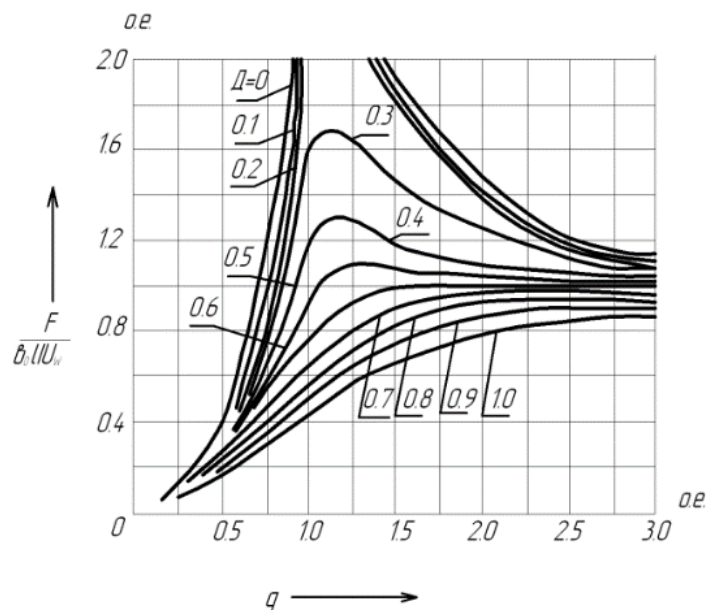


Рисунок 4 – Механическая характеристика УСГКВ (отн. ед.)

Рассмотрим случай возможности повышения значения механических характеристик УСКВ. Подключим в цепь привода электрическую емкость C и исследуем изменение выходной характеристики. Для исследования, на рис. 5 представлена схема замещения.

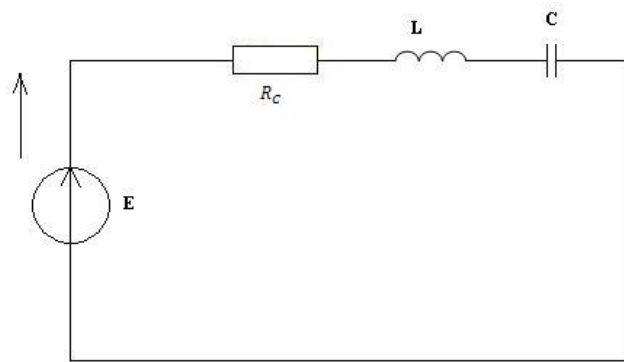


Рисунок 5 – Схема замещения силовой цепи УСТКВ

Ток в цепи

$$I = \frac{E_0}{\sqrt{R_w^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} = \frac{E_0}{R_w \sqrt{1 + Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}}; \quad (13)$$

$$Q = \frac{\omega_0 \sum L}{R_c}$$

Ток в цепи контура в отн. един. Частоты источника ЭДС

$$I = \frac{E_0}{R_w \sqrt{1 + Q^2 (q - \frac{1}{q})^2}}; \quad (14)$$

Экспериментальные исследования. Результаты экспериментальных исследований отражены в работах авторов [7,8], графическая часть выполнена в относительных единицах, что позволяет перевести графическую часть работы и расчетную в реальные именованные единицы для конкретных УСТКВ с конкретными геометрическими размерами и ожидаемыми техническими показателями, что имеет важную роль для практического использования результатов работы. При этом расхождение между теоретическими выкладками и экспериментальными составило порядка менее 8%, что вполне приемлемо для практического использования.

На рис. 6 приведен экспериментальный стенд для подтверждения полученных основных положений разработанной математической модели путем создания физической испытуемой модели [7,8].

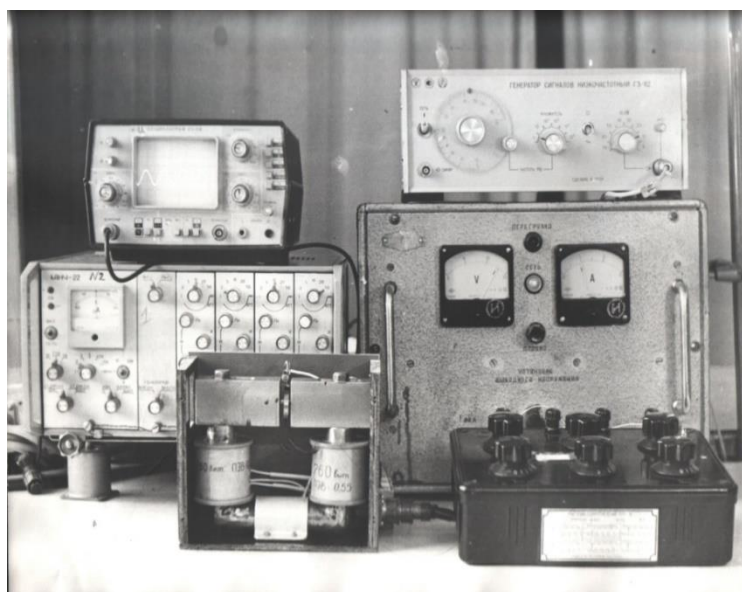


Рисунок 6 – Экспериментальный стенд

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В работе путем решения системы уравнений электротехники и механики впервые получено аналитическое соотношение для комплексного анализа ЭМУ с четкой постановки задачи и их решения, что определяет актуальность работы для практической реализации.

2. Полученные в работе аналитические соотношения и экспериментальные исследования позволят далее разработать инженерную методику расчета с программным сопровождением и оптимизацией технико-экономических показателей, соответственно использовать при проектировании подобного класса преобразователей со сложным и подвижным вторичным элементом [7,8].

3. Авторы работы считают перспективным применение разработанной расчетной базы на основе созданной математической модели и экспериментальных исследований применение их результатов для создания современной АСУ при модернизации и реконструкции оборудования промышленных предприятия, например, реконструкции нефтеперекачивающих станции (НПС) в нефтяной промышленности.

4. В работе были использованы материалы, полученные авторами в результате исследования ЭМВП со спиральным вторичным элементом [7,8] и развития теории и методологии ее проектирования для исследовательских и промышленных целей, применительно так же и к другим типам электромеханических устройств (ЭМУ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Янгиров И. Ф. Электромеханические преобразователи. – М.: Машиностроитель. – 2005 – №8. – с.14-15.

2. Янгиров И. Ф. Датчик перемещения и ускорения. – М.: Изобретатели – машиностроению. – 2002. – №1.

3. Хайруллин И. Х., Исмагилов Ф. Р., Янгиров И. Ф. Определение собственной частоты колебания спиральной пружины электромеханических преобразователей. – М.: Электротехника. – 2002. - №3 – с. 58-61.

4. Янгиров И. Ф. Вибрационный электродвигатель со спиральным вторичным элементом. – М.: Электротехника. – 2008. – №5. С.14-18.

5. Корн Г., Корн Т. – Справочник по математике для научных работников и инженеров – М.: Наука, 1984.

6. Тимошенко С. П., Янг Д. К. Колебания в инженерном дело. – М.: Машиностроение, 1985.

7. Специальные электромеханические системы с вибрационными преобразователями: монография / Ф. Р. Исмагилов и др.] – М.: «Издательство «Инновационное машиностроение», 2021. – 470 с.

8. Исмагилов Ф. Р., Янгиров И. Ф. Электромеханические преобразователи энергии со спиральным вторичным элементом. – М.: Машиностроение. – 2012. – 192 с.

*Янгиров И. Ф., Охотников М. В., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Ахмеджанова Э. Р.
flusmasa@yandex.ru*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОЩЕТОК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Аннотация. В работе рассматривается математическое и экспериментальное описание надежности электрощеток электрических машин. Приводится экспериментальное описание и результаты испытания электрощеток с последующей обработкой через вероятностную

математическую модель для работы щеток и делаются из расчетов соответствующие выводы.

Ключевые слова: электрощетка, износ, вероятностная модель, нормальный закон.

*Yangirov I. F., Okhotnikov M. V., Fedosov E. M., Kudryavtsev N. S., Akhmedzhanova E. R.
flusmasa@yandex.ru*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

MATHEMATICAL AND EXPERIMENTAL DESCRIPTION OF RELIABILITY OF ELECTRIC BRUSHES OF ELECTRIC MACHINES

Abstract. The paper considers a mathematical and experimental description of the reliability of electrical panels of electric machines. An experimental description and results of testing electric brushes with subsequent processing through a probabilistic mathematical model for the operation of brushes are given and appropriate conclusions are drawn from the calculations.

Keywords: electric grid, wear, probabilistic model, normal law.

ВВЕДЕНИЕ

Для современной техники характерны такие тенденции развития, как увеличение степени автоматизации, повышение нагрузок, скоростей, температур, давлений, уменьшение габаритов и массы, В повышение требований к точности функционирования и эффективности, объединение отдельных агрегатов в системы с единым управлением. Похожие документы. Повышение сложности и усиление технических требований неизбежно приводит к необходимости повышения требований к надежности и долговечности техники [1-3].

При эксплуатации и техническом использовании объекта, планировании надежности технических систем производства, разработке системы технического обслуживания и ремонтов, снабжении запасными частями наиболее важными являются показатели безотказности - свойства объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени или некоторой наработки.

Поэтому уже на ранних стадиях проектирования важно оценить надежность объекта, выявить наиболее эффективные варианты повышения показателей надежности.

Конечной целью расчета надежности технических устройств является, как правило, выявление оптимальных конструктивных решений и параметров, определение наилучших режимов эксплуатации, стратегии текущего технического обслуживания и ремонтов.

Математическая модель для ДПТ привода СТД-1200 КНС. Электрощетка - элемент невосстанавливаемый, ее надежность обычно оценивается вероятностью безотказной работы. Наработка электрощетке зависит от скорости износа, физико-химических свойств материала, из которого она изготовлена, режимов нагружения и коммутационного процесса. Время работы электрощетке.

$$t = (h - h_{\text{пр}}) / v_{\text{щ}}, \quad (1)$$

где h и $h_{\text{пр}}$ начальная и предельно допустимая высота электрощетке, мм, обычно принимается $h_{\text{пр}} = 0,5$; $v_{\text{щ}}$ - скорость износа щетки, мм/ч

Скорость износа электрощетке $v_{\text{щ}}$ зависит от большого числа разнородных факторов (давления на щетку, частоты вращения, плотности тока, конструкции и материала коллектора и т.п.) и является случайной величиной. Многолетние систематические наблюдения за работой электрощеток показали, что распределение значений скорости их

износа подчиняется нормальному закону [4-6]. По результатами испытаний электрощеток (ускоренных или в нормальных условиях) можно определить среднестатистические показатели выборочных характеристик:

$$\bar{v}_{щ} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_{щi}; \quad (2)$$

$$\delta_{щ} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (v_{щi} - \bar{v}_{щ})^2}{n-1}}, \quad (3)$$

где $\bar{v}_{щ}$ - оценка математического ожидания скорости износа электрощетки;

$\delta_{щ}$ - оценка среднеквадратического отклонения;

n - число электрощеток;

Вероятность безотказной работы щетки за время t вычисляется по формулам:

$$P(t) = 1 - Q(t); \quad (4)$$

$$P(t) = 0,5 - \Phi[(t_i - \bar{T})/\delta] \quad (5)$$

Здесь $Q(t)$ - вероятность отказа; Φ - центрированная и нормированная функция Лапласа; \bar{T} - оценка математического ожидания наработки до отказа; δ - среднеквадратическое отклонение наработки до отказа. Формулы для определения \bar{T} и δ аналогичны.

По данным статистической информации определены параметры нормального распределения наработки электрощеток марок ЭГ-14 и ЭГ-2А, применяемых на тяговых электрических машинах ГП-311, ГП-311Б, ЭД-118, ЭД-107 В таблице указаны значения математического ожидания $\bar{\tau}, 10^6$ км, среднеквадратического отклонения $\delta_{\tau}, 10^6$ км, и дисперсии δ_{τ}^2 (τ - пробег транспортного средства).

Таблица 1 – статистические параметры надежности электрощеток тяговых электрических машин

Тип машины	Число опытных щеток	$\bar{\tau}, 10^6$	$\delta_{\tau}, 10^6$	$\delta_{\tau}^2, 10^{12}$	Примечание
ГП-311	377	0,7	0,240	0,0576	Нажатие пружины номинальное, политура хорошая
ГП-311Б	469	0,72	0,230	0,0529	Нажатие пружины номинальное, политура хорошая
ЭД-107	440	0,30	0,120	0,0144	Нажатие пружины номинальное, политура нормальная
ЭД-107А	440	0,32	0,110	0,0121	Нажатие пружины номинальное, политура нормальная
ЭД-118	375	0,34	0,124	0,0154	Нажатие пружины номинальное, политура нормальная

Пример расчёта надежности. Исследуем работу электрощеток тяговой

электрической машины ГП-311. Высота электрощетки $h = 80\text{мм}$, отказ фиксируется, когда высота щетки уменьшится $h_{\text{пр}} = 0,5h$.

Определить параметры распределения скорости износа электрощеток $v_{\text{щ}}^*, \delta_{\text{щ}}^*, \delta_{\text{щ}}^2$

Построить кривую вероятности безотказной работы электрощеток в функции наработки.

Решение:

1. Значение допустимого износа электрощетки

$$\Delta h = h - h_{\text{пр}} = 80 - 0,5 \cdot 80 = 40\text{мм}. \quad (6)$$

Согласно данным таблице значение математического ожидания наработки $\bar{\tau} = 0,7 \cdot 10^6\text{км}$. Отсюда значение математического ожидания скорости износа определяется по аналогии.

$$v_{\text{щ}}^* = \frac{\Delta h}{\bar{\tau}} = \frac{40}{0,7 \cdot 10^6} = 57,14 \cdot 10^{-6}\text{мм/км}. \quad (7)$$

Величина наработки, соответствующая значению $\bar{\tau} - \delta = (0,7 - 0,24) \cdot 10^6 = 0,46 \cdot 10^6\text{км}$. Отсюда соответствующее значение $(v_{\text{щ}}^* - \delta_{\text{щ}}^*)$ определяются по формуле:

$$(v_{\text{щ}}^* - \delta_{\text{щ}}^*) = \frac{\Delta h}{\bar{\tau} - \delta} = \frac{40}{0,46 \cdot 10^6} = 86,956 \cdot 10^{-6}, \text{мм/км}. \quad (8)$$

2. Значение среднеквадратического отклонения

$$\delta_{\text{щ}}^* \left| v_{\text{щ}}^* - (v_{\text{щ}}^* - \delta_{\text{щ}}^*) \right| = |(57,14 - 86,956) \cdot 10^{-6}| = 29,816 \cdot 10^{-6}, \text{мм/км} \quad (9)$$

$$\text{Дисперсия: } \delta_{\text{щ}}^{*2} = 888,99 (10^{-6})^2 \text{мм/км}.$$

Построение кривой вероятности безотказной работы электрощетки производится по точкам. Например, значение вероятности для наработки

$$\tau = 0,1; 0,2; 2 \cdot 10^6 \text{км}$$

$$P(0,1 \cdot 10^6) = 0,5 - \Phi[(0,1 - 0,7) / 0,24] = 0,5 - \Phi(-2,5) = 0,5 + 0,4938 = 0,9938; \quad (10)$$

$$P(0,2 \cdot 10^6) = 0,5 - \Phi[(0,2 - 0,7) / 0,24] = 0,5 - \Phi(-2,08) = 0,5 + 0,4811 = 0,9811; \quad (11)$$

Безусловно, скорость износа электрощетки зависит не только от электромагнитных факторов [1-3], но и от того, что разрушение отдельных участков поверхности трения и отделение материала происходят вследствие многократного взаимодействия выступов шероховатых поверхностей трения. Их взаимодействие происходит стохастически. Поскольку выступы трущихся поверхностей имеют разную форму, микрогеометрия может быть описана только с помощью функции распределения участков поверхности по высоте опорными кривыми [11-13].

Значения напряжений и деформаций, возникающих при их взаимодействии, будут непостоянны. Следовательно, процесс усталостного разрушения является случайным.

Кроме того, условия работы коллектора и электрощетки зависят от спектра нагрузок, скоростей и других параметров, что также оказывает значительное влияние на износ.

По статистической информации определены параметры распределения - математическое ожидание m_v , среднеквадратическое отклонение δ_v , дисперсия δ_v^2 интенсивности изнашивания электрощеток тяговых электрических машин постоянного тока.

Таблица 2 – Статистические параметры скорости износа электрощеток марок ЭГ-14 и ЭГ-2А тяговых электрических машин.

Тип машины	Число опытных электрощеток	$m_v, 10^{-6}$ мм / км	$\delta_v^2, 10^{-12}$ (мм / км) ²	$\delta_v, 10^{-6}$ мм / км	Примечание
ЭД-107	440	123,0	961,0	31,0	Нормальная политура, номинальное усилие пружины
ЭД-107	440	114,0	1056,25	32,5	Нормальная политура, номинальное усилие пружины
ЭД-118	375	110,3	912,04	30,2	Нормальная политура, номинальное усилие пружины

Экспериментальные исследования вероятностных характеристик электрощетки. Результаты исследования электрощеток ЭГ61Г для постоянного двигателя ЭД-118Г сведены в таблицу (3), при этом остаточный ресурс электрощетки ЭГ61А : минимальная высота электрощеток -1,87 мм, а максимальная -17,13 мм.

Анализ данных таблице (3) показывает, что значения остаточного ресурса имеют довольно большой разброс от математического ожидания. Это объясняется различными факторами воздействия на КЩУ в процессе эксплуатации (разброс скоростных характеристик, толщина бандажей, нажатие на электрощетки).

Таблица 3 – Значения математического ожидания и среднеквадратичного отклонения

№ п/п	Интервалы изменения высоты электрощеток	Середина интервалов значений Δ_{hi}	Количество значений Δ_{hi} , попадающих в данный интервал n_i	Схема вычислений		
				$\Delta_{hi} n_i$	Δ_{hi}^2	$\Delta_{hi}^2 n_i$
1	1,87	1,87	1	1,87	3,500	3,500
2	4,27...5,65	3,566	6	21,40	12,722	76,332
3	5,65...6,35	5,262	9	47,36	27,694	249,25
4	6,35...7,32	6,958	28	194,83	48,418	1355,7
5	7,32...8,94	8,654	53	458,67	74,893	3969,3
6	8,94...10,35	10,349	78	807,29	107,11	8355,3
7	10,35...12,07	12,045	56	674,55	145,10	8125,4
8	12,07...13,87	13,741	34	467,21	188,82	6420,0
9	13,87...15,67	15,437	18	277,87	238,30	4289,4
10	15,67...17,13	17,13	5	85,67	293,56	1467,6
Сумма столбцов	288	3036,7		3312,8		

Математическое ожидание [9-12]

$$m_{v\Delta h} = \frac{1}{N_{\text{ш}}} \sum V_{\Delta hi} n_i = \frac{1}{288} \cdot 303,71 = 10,54; \quad (12)$$

Среднеквадратичное отклонение:

$$\delta_{v\Delta h} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{ш}}-1} \left(\sum \Delta_{hi}^2 n_i - m_{\Delta h}^2 N_{\text{ш}} \right)} = 2,826; \quad (13)$$

По результатам экспериментальных исследований было установлено, что скорость износа щеток является случайной величиной и подчиняется нормальному закону распределения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Скорость износа электрощеток тяговых электрических машин подчиняется нормальному закону [7;8].

Установлено, что скорость износа электрощетки зависит не только от электромагнитных факторов, но и от того, что разрушение отдельных участков поверхности трения и отделение материала происходят вследствие многократного взаимодействия выступов шероховатых поверхностей трения. Их взаимодействие происходит стохастически. Поскольку выступы трущихся поверхностей имеют разную форму, микрогеометрия может быть описана только с помощью функции распределения участков поверхности по высоте опорными кривыми.

2. Важной актуальной задачей энергетических систем является ее устойчивость. При этом разработаны различные технические меры [14]. Одно из проблем это учет надежности при прогнозировании и проектировании электрических систем. Основным потребителем в нефтяных районах являются КНС и БКНС [15], которые и регулируют нагрузку в сети в темные и ночные время, зимой и летом, а их надежность работы зависит от надежности работы пусковых двигателей, а последние определяются надежностью работы электрощеток. В данной статье и показывается одна из мер, предшествующих устойчивой работы электрических сетей, т.е. вероятностным прогнозированием работы основных нагрузок при подключении в общую энергетическую систему.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бурков А. Ф. Надёжность судовых электроприводов: монография [Электронный ресурс] / Инженерная школа ДВФУ. – Владивосток: Дальневост. федерал. ун-т, 2014. – 203 с. (Сер. «Электроэнергетикаиэлектротехника») Главный редактор серии – Г.Е. Кувшинов.

2. Гольдберг О. Д. Надёжность электрических машин: учебник для студ. высш. учеб. заведений / О. Д. Гольдберг, С. П. Хелемская; под ред. О. Д. Гольдберга. – М.: Издательский центр «Академия», 2010. – 288 с.

3. Катаев Е. В., Козлов В. А., Кувшинов Г. Е., Чебышев Д. В. Совершенствование электроприводов путём применения в них переключаемых реактивных двигателей взамен асинхронных короткозамкнутых. / Проблемы транспорта Дальнего Востока. Материалы одиннадцатой международной научно-практической конференции. 2–4 октября 2015 г. – Владивосток: ДВО Российской Академии транспорта, 2015. – С. 172–173.

4. R. Krishnan. Switched Reluctance Motor Drives / Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications. – London, New York/ Washington: CRC Press, Boca Raton. 2001. – 216 pp.

5. Леонтьев А. Г. Электронная книга по электромеханике [Электронный ресурс]: учеб. пособие для вузов / А. Г. Леонтьев. – Электрон. текстовые дан. (1128 файлов :1672,6 Кб). – Свободный доступ из сети Интернет (чтение, печать, копирование). – Электронная

книга. <http://elib.spbstu.ru/dl/059/Head.htm>.

6. Находкин В. М., Яковлев Д. В., Черепашенец Р. Г. Ремонт электроподвижного состава. – М.: Транспорт, 2009.

7. Жуков В. И. Охрана труда на железнодорожном транспорте. Учебное пособие для средних профессионально-технических училищ. – М.: Транспорт, 2008.

8. Test Reliability – Basic Concepts Samuel A. Livingston 2018.

9. Сугак Е. В., Назаров Г. Г., Королев В. Л., Мангараков С. А. Основы теории надежности, 2010 г.

10. Викторова В. С., Степанянц А. С. Модели и методы расчета надежности технических систем. 2013 г.

11. Степанов Евгений Леонидович. Методы и средства повышения ресурса щеток тяговых электродвигателей [Электронный ресурс], 2010, <http://dlib.rsl.ru/01004891576>.

12. Щуров Н. И., Вильбергер М. Е., Малоземов Б. З. Степанов Е. Л. Анализ износа электрощеток локомотива [Электронный ресурс], 2010. <https://elibrary.ru/item.asp?id=26512868>.

13. Хуснутдинов А. Н., Идиятуллин Р. Г. Аухадеев А. Э. Филина О. А. Опыт эксплуатации электрощеток с повышенным ресурсом в реальных технологических условиях [Электронный ресурс], 2017, <https://elibrary.ru/item.asp?id=28883990>.

14. Венников В. А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. Учебник для электроэнергетич. специальностей вузов. Изд. 3-е, переработ. и доп. М., «Высшая школа», 1978, 415 с.

15. Янгиров И. Ф., Халиков А. Р., Федосов Е. М., Шарипова Р. Д. Модернизация электропривода насосной нефтесборного пункта «Шушнур» синхронным двигателем с ротором пусковой обмоткой в пазах со скосом // М.: ТМ- №7. – 2024. – С.12-20.

*Янгиров И. Ф., Федосов Е. М., Кудрявцев Н. С., Ахмеджанова Э. Р.
flusmasa@yandex.ru*

ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа

СПИРАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЧАСЫ С ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ МИКРОРОБОТА (СЭЧЭМ)

Аннотация. В статье приводится сравнительная оценка существующих в настоящее время часов с СЭЧЭМ, описание конструкции СЭЧЭМ, математическая модель с экспериментальным подтверждением. Статья полезна для потребителей, инженеров, занимающихся проектированием и эксплуатацией часов с использованием оценочной стоимости. Показано что, получены аналитические соотношения СЭЧЭМ с разомкнутым, так и короткозамкнутым подвижным элементом как в установившемся, так и переходном режимах как движителя микроботов.

Ключевые слова: спиральный шаговый движитель, форма колебания, спиральная пружина, стоимость, потребитель, микробот.

*Yangirov I. F., Fedosov E. M., Kudryavtsev N. S., Akhmedzhanova E. R.
flusmasa@yandex.ru*

Ufa University of Science and Technology, Ufa

SPIRAL ELECTROMECHANICAL CLOCK WITH ELECTRIC MICROROBOT (SACHEM)

Abstract. The article provides a comparative assessment of the current clock with SACHEM, a

description of the SACHAM design, a mathematical model with experimental confirmation. The article is useful for consumers, engineers engaged in the design and operation of watches using estimated cost. It is shown that analytical relationships of SACHAM with open and short-closed movable element in both the established and transient modes as a drive of microrobots are obtained.

Keywords: spiral stepper, vibration form, spiral spring, cost, consumer. microrobot.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время известны электронные часы на кварцевых осцилляторах, но значительная стоимость их не всегда удовлетворяет потребителя. Широко известны также электрические часы с корректирующим устройством (КРУ), где в качестве синхронного привода используется пьезодвигатель с потребляемой мощностью 0,6 Вт, с вероятностью безотказной работы $P=0,97$ [1]. Однако наиболее близкими к часам на основе ЭМВП со спиральным вторичным элементом по конструктивному исполнению являются электрические часы с КРУ, где электропривод – шаговый двигатель. Так, в приводе стрелочного механизма этих часов системы единого времени «Севэна» используется гармонический двигатель ШД-12 с шагом 20 град, максимальным статическим моментом 10 гс×см, напряжением питания 12 В, мощностью потребления в статике 300 мВт, габаритными размерами 56х24 мм и массой 40 г. Однако такие двигатели имеют сложную конструкцию и систему управления, большие габариты, значительный вес и относительную стоимость [2].

Применение ЭМВП двигателя со спиральным вторичным элементом существенно упрощает конструкцию, уменьшает их размеры их вес обеспечивает надежность в эксплуатации, доступную для потребителя стоимость.

Конструкция. Предлагается конструкция нового типа электромеханических часов [3] (рис.1), которые содержат корпус 1, внутри которого расположены постоянные магниты 2. В воздушном зазоре магнитов 2 на неподвижной оси установлена электропроводящая спиральная пружина 3, которая получает импульсное электрическое питание от батарейки 4, формирование импульсов 5 через токоподводы 11. Спиральная пружина 3 в свою очередь импульсно воздействует на механическую часть часов 9,10. Возможно питание часов и от сети через трансформаторный блок питания. Конструкция за счёт использования электродвигателя со спиральным подвижным элементом имеет малую потребляемую мощность, малоинерционная, упрощённая и надёжная делает её доступной для покупателя.

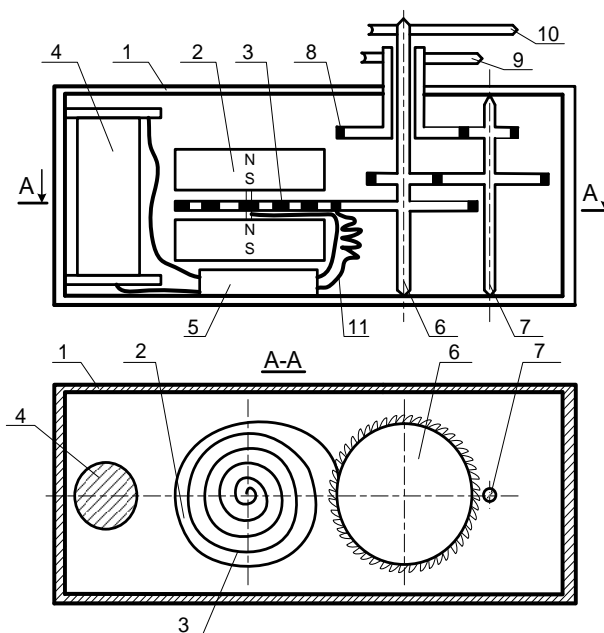


Рисунок 1 – Электромеханические часы

Математическая модель. Для расчета спиральная пружина заменена геометрической моделью в виде последовательных круговых витков, с сохранением геометрических размеров витка, шага и количества витков спирали.

На рисунке 2 изображены силы, действующие на виток спирали в форме кольца. Используя расчётную модель (см. рис.2) с установленными силами, составляют уравнения механики и электродинамики с учётом граничных условий. В работе выводится особенная модель СЭМЧ со спиральным лепестковым элементом исходя из частных случаев для упрощения задачи, т.е. случаев датчика и двигателя, которое показывается ниже в работе [4,5]

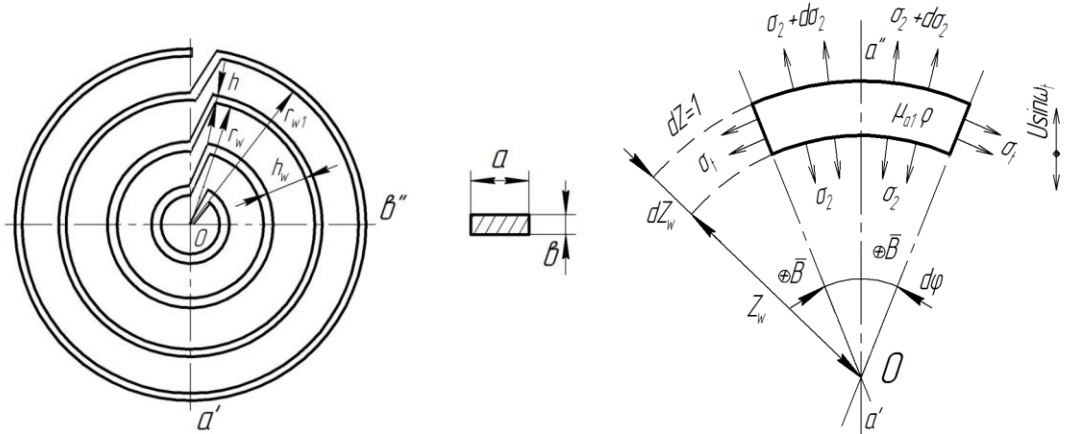


Рисунок 2 – Расчётная модель спирали

Система уравнений, описывающая работу ЭМВП со сложной геометрией вторичного элемента [6,7], пригодна и для СЭМЧ

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 s_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} \times \frac{\partial s_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w^2} s_w = \rho \frac{1 - \mu^2}{E} \times \frac{\partial^2 s_w}{\partial t^2}; \\ \frac{\partial^2 s_w}{\partial t^2} + 2n\xi \times \frac{\partial s_w}{\partial t} + \omega_0^2 s_w = -2\pi A_{ex} \sin \omega t \times s_w(1) + \\ + \left\{ \frac{i^2}{2} \left[\left[\frac{dL_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum_1^N \sum_1^N \frac{dM_{ow,n}}{dr_{ow}} \right] + \left[\sum_1^N K_{Lw} + 2 \sum_1^N \sum_1^N K_{Mw,n} \right] \right\} + B_o il \right\} \cdot s_w \\ e_w = B_o l_w \frac{\partial s_w}{\partial t} \\ iR + \frac{di}{dr} \left(\sum_1^N L_{ow} + 2 \sum_1^N \sum_1^N M_{ow,n} \right) + \frac{di}{dt} \left(\sum_1^N K_{Lw} s_w + \sum_1^N \sum_1^N K_{Mw,n} s_w \right) + \\ + i \left(\sum_1^N K_{Lw} \frac{ds_w}{dt} + 2 \sum_1^N \sum_1^N K_{Mw,n} \frac{ds_w}{dt} \right) \\ s_w \Big|_{r_w=r_0} = 0; s_w \Big|_{r_w=R_0} = 1; \end{array} \right. \quad (1)$$

где s_w – радиальное перемещение, w -го витка спирали; E – модуль упругости первого

рода; μ – коэффициент Пуассона; γ_{ξ} – коэффициенты трения и демпфирования; ω_0 – частота собственных колебаний; ω – частота вынужденных колебаний; r_w – радиус w -го витка; l_w – длина участка витка; B_0 – индукция магнитного поля; $s_w(1)$ – форма колебаний спирали; R – активное сопротивление спирали; $e(t)$ – подводимое напряжение; L_{ow} и M_{ow} – индуктивность и взаимоиנדуктивность спирали в статическом состоянии; K_{Lw} , $K_{Mw,n}$ – некоторые конструктивные постоянные [8].

Окончательно, учитывая соотношение (1), система уравнений ЭМВП-вибродвигателя (СЭМЧ) выглядит следующим образом [8].

$$\left\{ \begin{aligned} e(t) &= iR + \frac{di}{dr} \left(\sum L_{ow} + 2 \sum \sum M_{ow,n} \right) + \frac{di}{dt} \left(\sum K_{Lw} s_w + \sum \sum K_{Mw,n} s_w \right) + \\ &+ i \left(\sum K_{Lw} \frac{ds_w}{dt} + 2 \sum \sum K_{Mw,n} \frac{ds_w}{dt} \right); \\ \frac{\partial^2 s_w}{\partial r_w^2} + \frac{1}{r_w} \frac{\partial s_w}{\partial r_w} - \frac{1}{r_w^2} s_w &= \rho \frac{1 - \mu^2}{E} \cdot \frac{\partial^2 s_w}{\partial t^2}; \\ s_w /_{r_w=r_0} &= 0; \\ s_w /_{r_w=R_0} &= 1; \\ \ddot{X} + 2n\zeta \dot{X} + \omega_0^2 X &= \left\{ \frac{i^2}{2} \left[\left[\frac{dL_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{ow,n}}{dr_{ow}} \right] + \left[\sum K_{Lw} + 2 \sum \sum K_{Mw,n} \right] \right] + B_0 i l \right\} \times s_w(1). \end{aligned} \right. \quad (2)$$

Определяется общая формула для расчета характеристики спирального СЭМЧ [8]

$$F_{\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sum s_w(1) \left\{ \frac{4I_m^2 \left[\left(\sum \frac{dl_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{ow,n}}{dr_{ow}} \right) + \left(\sum K_{Lw} + 2 \sum \sum K_{Mw,n} \right) \right]}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2q^2}} \cos(2\omega t + \phi_3) - \right. \\ \left. - \frac{I_m B_0 l}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4D^2q^2}} \sin(\omega t + \phi_3) \right. \quad (3)$$

С точки зрения требований систем управления и робототехники представляет интерес исследование механических характеристик СЭМЧ – двигателя с замкнутым вторичным элементом, или подключаемым к источнику переменного магнитного тока вне внешнего магнитного поля.

Усилия, возникающие в СЭМЧ [8]

$$F = \frac{\sqrt{2}}{2} I_m^2 \sum s_w(1) \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2q^2}} \left[\left(\sum \frac{dL_{ow}}{dR_{ow}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{ow,n}}{dR_{ow}} \right) + \left(\sum K_{Lw} + \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \sum \sum K_{ow,n} \sqrt{K_{Lw} K_{Ln}} \sqrt{\gamma_{w,n}} \right) \right], \quad (4)$$

Форма колебания пружины упругой формы выглядит в виде уравнения механической волны [9] и ее действительная форма

$$\sum s_w(1) = R \sin(2\omega t - (k, r) + \phi), \quad (5) \\ \sum s_w = \sqrt{2/2R}$$

где R -величина возмущения в данной точке пространства, $(k.r)$ -волновой вектор. Подставляя (5) в (4), определим общую формулу для расчета характеристики спирального СЭМЧ

$$F_{\Sigma} = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \sum s_w(1) \left\{ \frac{4I_m^2 \left[\left(\sum \frac{dl_{ow}}{dr_{ow}} + 2 \sum \sum \frac{dM_{ow}}{dr_{ow}} \right) + \left(\sum K_{lw} + 2 \sum \sum K_{mw} \right) \right]}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2q^2}} \cos(2\omega t + \phi_3) - \right. \\ \left. - \frac{I_m B_0 l}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4D^2q^2}} \sin(\omega t + \phi_3) \right. \quad (6)$$

Для инженерных расчетов силу можно определить исходя из следующих соотношений

$$F_{zm} = \frac{\sqrt{2}}{2} s_w(1) I_m^2 \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2)^2 + 16D^2q^2}} A_w \sqrt{\quad}, \quad (7)$$

где для круглого сечения при низкой частоте A_w имеет вид [10]

$$A_w = \mu_o \sum_1^N \ln \left(\frac{8r_{wo}}{d_n} - 0,75 \right) + 2\pi \sum_1^N \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{\gamma_{w,no}}} \left(2K - \frac{2 - K_{w,n}^2}{1 - K_{w,n}} E - \frac{K_{w,n}^2 \gamma_{w,no}}{1 - K_{w,n}^2} \cdot E \right) \right], \quad (8)$$

где прямоугольного сечения при низкой частоте A_w имеет вид [21;22]

$$A_w = \mu_o \sum \ln \left(\frac{8r_{wo}}{a+b} + 0,5 \right) + 2\pi \sum_1^N \sum_1^N \left[\frac{10^{-7} K_{w,n}}{\sqrt{\gamma_{w,no}}} \left(2K - \frac{2 - K_{w,n}^2}{1 - K_{w,n}} \cdot E - \frac{K_{w,n} \gamma_{w,no}}{1 - K_{w,n}^2} \cdot E \right) \right], \quad (9)$$

где $K_{w,n} = \frac{2\sqrt{r_{wo} r_{no}}}{r_{wo} + r_{no}}$ – модуль лежандровых интегралов; K, E – полные

эллиптические интегралы первого и второго ряда соответственно; $\gamma_{w,n,o} = r_{ow} / r_{on}$ – отношение радиусов предполагаемых витков.

Далее используя формулы (6;7) можно определить скоростные, энергетические и экономические характеристики для сравнительного анализа с ранее известными СЭМЧ.

Интерес представляет конструкция низкочастотного механического движителя СЭМЧ, когда короткозамкнутая лепестковая плоская электропроводящая пружина помещена в переменное магнитное поле $B=B_o(\sin\omega t)$. Для приведенной круговой модели в этом случае исходя из Закона Био-Савара-Лапласа

$$I_m = \frac{\mu_o B_o}{2\sqrt{r_{wo}^2 + \omega^2 (L_{wo} + 2M_{w,no})^2}}, \quad (10)$$

и выходная характеристика СЭМЧ – движителя по плоскости определяется из соотношения [11]

$$F_{\Sigma M} = \frac{\sqrt{2}}{8} s_w(1) \frac{\mu_o^2 B_o^2}{\sum r_{wo}^2 + \omega^2 (\sum L_{wo} + 2\sum \sum M_{w,no})^2} \frac{4q^2}{\sqrt{(1-4q^2) + 16D^2q^2}} A_w. \quad (11)$$

Анализ полученных выражений (6)-(11) проводился численным методом с использованием ПЭВМ. На рисунке 3 изображена соответственно зависимость отношений

равного усилия спирального короткозамкнутого ИДМР от относительной частоты внешнего возмущающего тока (магнитного поля).

Кроме рассмотренного режима работы СЭМЧ с короткозамкнутым элементом, представляет интерес неустановившийся режим работы. Так уравнение электрического равновесия подвижной спиральной пружины в общем виде имеет вид:

$$iR_w + \frac{di}{dt} \left(\sum_1^N L_w + 2 \sum_1^N \sum_1^N M_{w,n} \right) + i \frac{d}{dt} \left(\sum_1^N L_w + 2 \sum_1^N \sum_1^N M_{w,n} \right) = 0.$$

Решение этого уравнения имеет соответственно вид: $i = I_{mo} e^{-t/T}$, где постоянная времени плоского лепесткового элемента (период затухающего колебания) [12]

$$T = \frac{\sum r_w}{\sum L_w + 2 \sum \sum M_{w,n}} = \frac{\sum r_{w0}}{\sum L_{w0} + 2 \sum \sum M_{w,n,0}},$$

что определяет передаточную функцию СЭМЧ-генератора.

Таким образом, получены аналитические соотношения СЭМЧ с разомкнутым, так и короткозамкнутым подвижным элементом как в установившемся, так и переходном режимах как движителя микроботов.

Экспериментальные исследования.

Возникающие силы изгибают упругий элемент с наклеенным на него тензорезистором типа 2ФКПА с сопротивлением 50 Ом и базой 5 мм. Сигнал с выхода далее усиливается аппаратурой для тензометрических измерений типа 4АНЧ-22 и фиксируется осциллографом типа С1-118. Масштаб деформации определяется камертоном - тарировочным устройством КТУ – 2Ц и 4АНЧ -122 в комплекте с магазином сопротивления Р33. На рис.3и4 показаны экспериментальная модель и сам стенд.

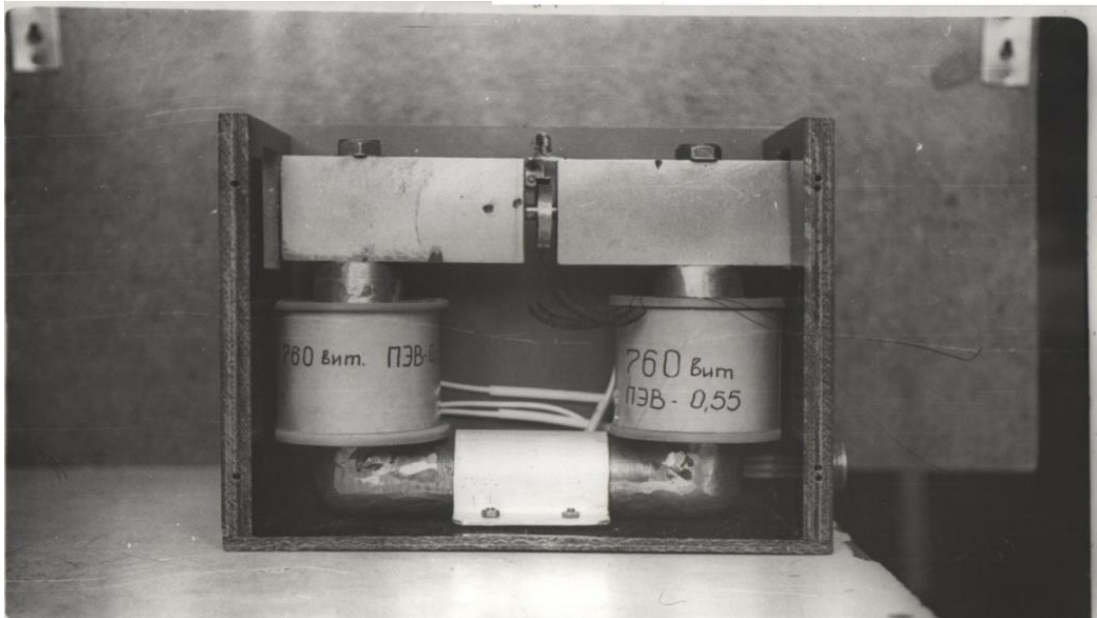


Рисунок 3 – Экспериментальные модели СЭМЧ.

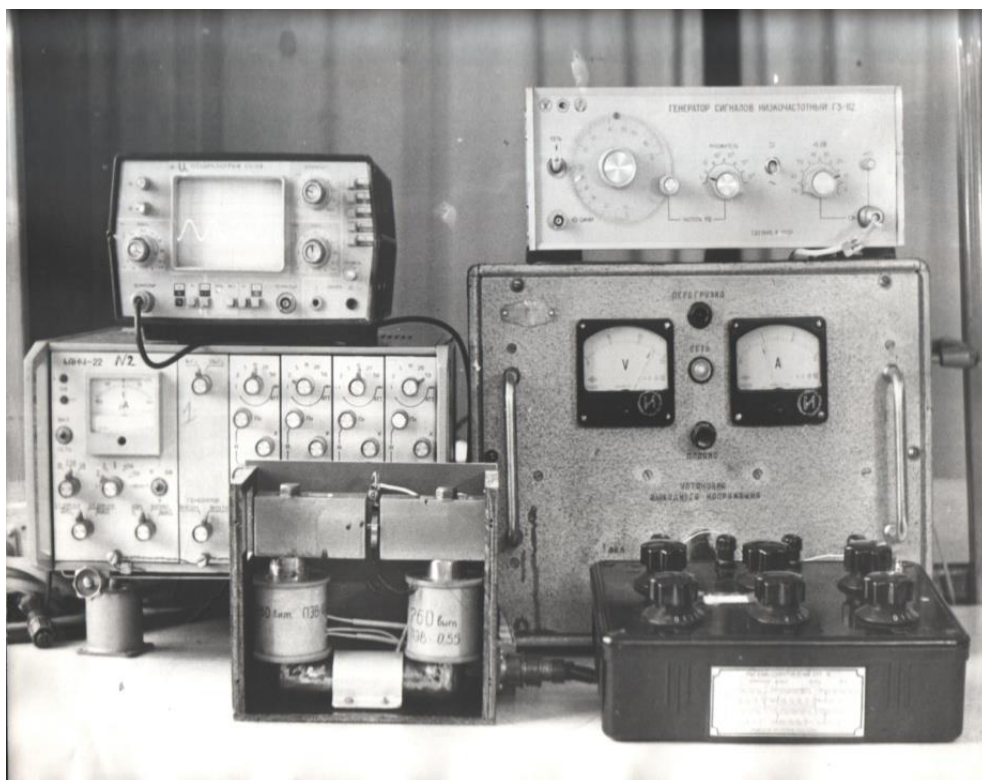


Рисунок 4 – Общий вид экспериментальной установки

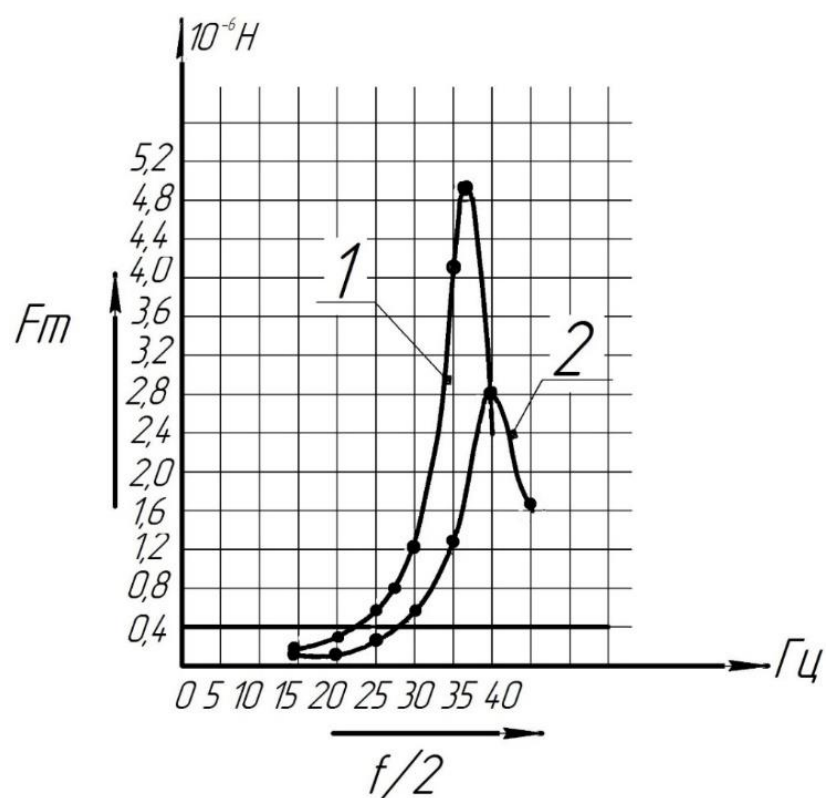


Рисунок 5 – Механическая характеристика СЭМЧ:
 1 – на постоянных магнитах;
 2 – на переменном электромагните.

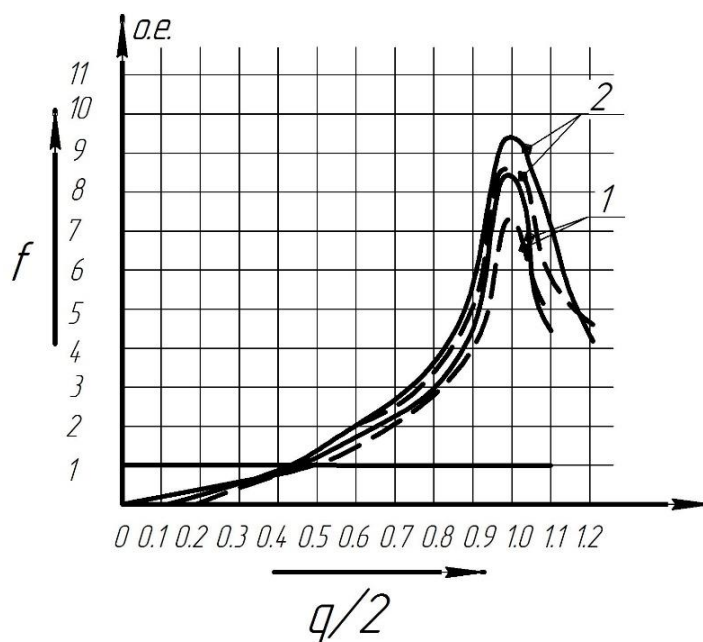


Рисунок 6 – Механическая характеристика СЭМЧ (о.е.):
 --- экспериментальная кривая; - - -теоретическая кривая

Результаты теоретических и экспериментальных исследований СЭМЧ показали, что рассчитанные значения механической характеристики совпадают с экспериментальными в пределах 6-7% точности эксперимента.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В работе впервые предлагается новая конструкция спирального электромеханического часов (СЭМЧ).

2. Разработана математическая модель привода с экспериментальным подтверждением полученных основных теоретических положений.

3. Установлено, что, изменяя геометрические размеры спиральной пружины и соответственно материал можно изменить собственную частоту колебаний спиральной пружины, установив линейную часть механической характеристики электропривода СЭМЧ и его нагрузки.

4. Показано перспективность применения СЭМЧ, из-за простоты конструкции, ожидаемой большой покупной способности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брагинский В. Б., Манукин А. Б. Измерение малых сил в физических экспериментах. // М.: Наука, 1974. 151 с.

2. Хайруллин И. Х., Янгиров И. Ф., Исмагилов Ф. Р. Устройство для регулирования характеристик магнитоэлектрического преобразователя // Машиностроитель. 1995. №7-8. С. 25.

3. Янгиров И. Ф., Черепанов Д. А. Электромеханические преобразователи // Машиностроитель. 2000. № 8. С.14-15.

4. Хайруллин, И. Х. Магнитоэлектрический преобразователь-электродвигатель. //И. Х. Хайруллин, Ф. Р. Исмагилов, И. Ф. Янгиров, Т. И. Хайруллин // Машиностроитель. – 1992. – №9. – С.14-21.

5. Хайруллин, И. Х. Устройство для возбуждения крутильных колебаний. / И. Х. Хайруллин, Ф. Р. Исмагилов, И. Ф. Янгиров, Т. И. Хайруллин // Машиностроитель. – 1993. – №7,8. – С. 19-27.
6. Янгиров, И. Ф., Математическая модель спирального преобразователя с учетом основных электромеханических параметров. / И. Ф. Янгиров, Е. О. Ахметова // Всероссийская НПК «Наукоемкие технологии в машиностроении» – г. Ишимбай. – 2013 – С.59–61.
7. Янгиров, И. Ф. Вибрационный электродвигатель со спиральным вторичным элементом. / И. Ф. Янгиров / Электротехника. – 2008. – №5. – С. 14–18.
8. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров. / Г. Корн, Т. Корн; под общ. ред. Арамоновича И. Г.// Наука, – 1984. – 831 с.
9. Калантарев, П. Л. Расчет индуктивностей. / П. Л. Калантарев, Л. А. Цейтлин// Энергия – 1985. – 415 с.
10. Янгиров, И. Ф. Вибрационный электродвигатель со спиральным вторичным элементом. / И. Ф. Янгиров / Электротехника. – 2008. – №5. – С. 14–18.
11. Янгиров, И. Ф. Магнитосвязный двухспиральный механический вибрационный привод. /И. Ф. Янгиров: Машиздат. Техника машиностроения. – 2011. – №3. С. 58-64.
12. Специальные электромеханические системы с вибрационными преобразователями: монография/ [Ф. Р. Исмагилов и др.]. – М.: «Издательство «Инновационное машиностроение», 2021. – 470 с.

При подготовке электронного издания использовались следующие программные средства:

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

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

Научное издание

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Материалы

IV Всероссийской конференции по электрическим машинам (г. Уфа, 17–19 декабря 2025 г.)

Электронное издание сетевого доступа

*За достоверность информации, изложенной в статьях,
ответственность несут авторы.*

Статьи публикуются в авторской редакции

Подписано к использованию 23.04.2026 г.
Гарнитура «Times New Roman». Объем 8,52 Мб.
Заказ 65.

*ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий»
450008, Башкортостан, г. Уфа, ул. Карла Маркса, 12.*

Тел.: +7-908-35-05-007
e-mail: ric-bdu@yandex.ru