

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

«Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи



Табачинский Алексей Сергеевич

**ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ МАШИН
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И СНИЖЕНИЕ ИХ МЕТАЛЛОЕМКОСТИ ЗА
СЧЕТ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ СТРУКТУРЫ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ
ОБМОТКИ СТАТОРА**

Специальность 05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

**Диссертация на соискание ученой степени кандидата
технических наук**

Научный руководитель:
доктор технических наук,
доцент Грачев П.Ю.

Самара 2020

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
1. Критический анализ публикаций по теме и постановка задач диссертационной работы.....	11
1.1. Машины переменного тока повышенной энергоэффективности	11
1.2. Машины переменного тока с инновационными обмотками	20
Асинхронный тяговый двигатель сверхнизкого напряжения.....	20
Машина переменного тока с фазной стержневой обмоткой статора.....	26
Машина переменного тока с компактной обмоткой, содержащей два проводника в пазу статора.....	29
Машина переменного тока с компактной обмоткой, содержащей несколько проводников в пазу статора.....	33
1.3. Постановка задач исследования электромагнитных и тепловых процессов МКОС.....	38
1.4. Выводы.....	44
2. Совершенствование структуры лобовых частей обмоток статора МКОС.....	45
2.1. Влияние конструкции лобовых частей обмотки статора на конструктивные параметры МКОС.....	46
2.2. Схемы обмоток статора МКОС	62
2.3. Области применения МКОС	69
2.4. Выводы.....	81
3. Особенности моделирования электрических машин переменного тока с усовершенствованной структурой лобовых частей.....	82
3.1. Моделирование электрических процессов в обмотке статора с учетом неравномерной плотности тока в проводниках	82
3.2. Моделирование электромагнитного поля в торцевых частях МКОС	95
3.3. Моделирование тепловых процессов в торцевых и активной зонах статора МКОС.....	102
3.4. Выводы.....	114

4. Особенности расчёта параметров схемы замещения МКОС и их влияние на энергоэффективность.....	116
4.1. Расчёт активных сопротивлений фаз компактной обмотки статора	116
4.2. Расчёт индуктивного сопротивления обмотки статора с учётом расположения лобовых проводников над торцами сердечника	125
4.3. Расчёт энергоэффективности МКОС с учётом уточнённых параметров схемы замещения.....	129
4.4. Выводы.....	139
Заключение.....	140
Список литературы.....	142

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Настоящая диссертационная работа посвящена разработке и исследованию машин переменного тока с новой конструкцией обмотки статора, отличающейся структурой лобовых частей. Такая конструкция, названная в работе «компактной», отличается уменьшенной металлоёмкостью и повышенной эффективностью. Данные положительные эффекты достигаются применением в компактной обмотке проводников с циклически меняющимся прямоугольным сечением.

Традиционно, обмотки статора электрических машин низкого и высокого напряжения малой и средней мощности выполняют из проводников круглого сечения из-за небольших фазных токов. Фазные токи увеличиваются при увеличении мощности либо уменьшении напряжения обмотки статора. В этом случае обмотки целесообразно выполнять из прямоугольного провода — например, обмотки зарядных генераторов или тяговых электродвигателей, работающих при пониженном напряжении.

В последнее время, в связи с развитием возобновляемой энергетики и автономного электрического и гибридного транспорта, научными коллективами по всему миру предложены новые перспективные конструкции электрических машин. В результате патентного поиска были обнаружены патенты, описывающие машины переменного тока с короткозамкнутой обмоткой статора, также с фазным статором и прямоугольными стержнями, соединенными плоскими лобовыми кольцами. Конструкции статора упомянутых машин позволяют значительно улучшить массогабаритные показатели за счёт снижения вылета лобовых частей обмотки статора — снижение до 70 %. Однако, машины с такими обмотками работают только при очень низких напряжениях.

Существует тенденция к увеличению энергоэффективности электрических машин. Класс энергоэффективности задаётся международными стандартами ИЕК. С целью соответствия стандартам энергоэффективности IE4 и IE5, производители

зачастую прибегают к увеличению объёма меди и стали, что увеличивает габариты и стоимость машин. Согласно мнению специалистов ПАО «НИПТИЭМ», отсутствие учёта дополнительно затраченных материалов в методике расчёта показателей энергетической эффективности приводит к искажению результатов расчёта.

Критический обзор публикаций по теме работы выявил, что в СамГТУ проводились исследования электрических машин, направленные на снижение габаритов при одновременном увеличении энергоэффективности. Однако, они учитывают неравномерное распределение плотности тока в проводниках обмотки статора приближенно, не учитывают изменение температуры в проводниках, а также потери от вихревых токов, наводимых полями лобовых частей. Требуют уточнения методики расчёта активных и индуктивных сопротивлений обмотки статора. Данная диссертация посвящена исследованию особенностей конструкции, установившихся процессов и особенностей проектирования машин переменного тока с компактной обмоткой статора (МКОС), отличающихся структурой лобовых частей обмотки статора и позволяющих добиться увеличения энергетической эффективности при снижении металлоёмкости. Актуальность темы подтверждается тем, что результаты исследования направлены на решение задачи проектирования машин переменного тока с улучшенными энергетическими и массо-габаритными показателями и широким освещением темы в научной и технической литературе.

Степень разработанности проблемы. Инновационные конструкции машин переменного тока для возобновляемой энергетики и автономного электрического транспорта исследуются по всему миру. Среди отечественных учёных в этом направлении можно выделить основополагающие работы Бертинова А.И., Беспалова В.Я., Браславского И.Я., Бута Д.А., Вавилова В.Е., Вольдека А.И., Кобелева А.С., Копылова И.П., Козярук А.Е., Костырева М.Л., Красовского А.Б., Сарапулова Ф.Н., Соломина А.В., Фризена В.Э., Шрейнера Р.Т., а за рубежом — F. Blaabjerg, D. Gerling, R. Kato, M. Rahman, L. Szabo, Wenchuan Wu и др. Теоретические исследования процессов в электрических машинах

усовершенствованных конструкций для установок возобновляемой энергетики и автономного транспорта представлены также в работах Ганджи С.А., Грачева П.Ю., Гуляева И.В., Доманова В.И., Зубкова Ю.В., Казакова Ю.Б., Лукутина Б.В., Татевосяна А.С., Торопцева Н.Д., Харитоновна В.П., Хватова С.В., Хватова О.С. и др. Отличительной особенностью предмета данной диссертации является исследование процессов в машинах с усовершенствованной структурой лобовых частей, позволяющей оценить и дать рекомендации по снижению металлоёмкости машины при одновременном увеличении эффективности.

Объект исследования: трёхфазные машины переменного тока с компактной двухслойной волновой обмоткой статора, состоящей из нескольких ветвей, включающих проводники изменяющегося сечения.

Предмет исследования: электрические, электромагнитные и тепловые процессы в активных и лобовых частях машин переменного тока с усовершенствованной структурой лобовых частей.

Цель диссертационной работы: улучшение массо-габаритных и энергетических показателей машин переменного тока за счёт совершенствования структуры лобовых частей обмотки статора.

Задачи исследования:

1. Критический обзор исследований в области машин переменного тока уменьшенной металлоёмкости и высокими энергетическими показателями.

2. Определение особенностей конструкции МКОС с несколькими проводниками в слое компактной обмотки.

3. Моделирование электрических, электромагнитных и тепловых процессов в торцевых частях МКОС с применением метода конечных элементов (МКЭ) и применение результатов моделирования для исследования установившихся процессов и оценки энергоэффективности МКОС.

4. Разработка методик расчёта конструктивных параметров обмоток статора МКОС, их активных и индуктивных сопротивлений, учитывающих особенности усовершенствованной структуры лобовых частей.

Методы исследования. Исследование проведено с помощью методов общей теории электрических машин. Математическое моделирование электрических, электромагнитных и тепловых процессов выполнено с использованием аналитических, а также численных методов, реализованных в пакетах компьютерных программ конечно-элементного анализа.

Научная новизна.

1. Разработаны конечно-элементные модели электрического, электромагнитного и теплового полей в торцевых частях МКОС, учитывающие особенности структуры лобовых частей.

2. Предложена методика расчёта конструктивных параметров МКОС, учитывающая расположение лобовых проводников обмотки относительно сердечника статора.

3. Предложена методика расчёта активного и индуктивного сопротивления фаз компактной обмотки статора, базирующиеся на МКЭ, с применением предложенной кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка, учитывающая неравномерную плотность тока в проводниках обмотки и особенности распределения электромагнитного поля лобовых частей МКОС.

Практическая значимость работы:

1. Построены твердотельные модели электромагнитного ядра МКОС, ориентированные на проектирование машины, определение материалоемкости и применение для МКЭ-моделирования процессов в МКОС.

2. Даны рекомендации по размещению лобовых проводников обмотки статора МКОС для снижения максимальной температуры лобовых частей.

3. Даны рекомендации по применению МКОС в качестве зарядных генераторов микро-ГЭС и ветроустановок, а также тяговых двигателей электрического и гибридного транспорта.

Положения, выносимые на защиту:

1. Результаты конечно-элементного моделирования электрических, электромагнитных и тепловых процессов в торцевых частях статора МКОС, отличающиеся учётом неравномерного распределения плотности тока в обмотке

статора и нагрева торцевых частей, а также учётом вихревых токов в крайних листах сердечника.

2. Методика расчёта параметров обмотки статора МКОС, учитывающая особенности расположения лобовых проводников и распределение электромагнитного поля в активных и торцевых зонах машин.

3. Рекомендации по совершенствованию конструкции МКОС, позволяющие уменьшить металлоёмкость машин и увеличить их энергоэффективность.

Диссертация соответствует паспорту специальности в части формулы: «специальность, объединяющая исследования по физическим и техническим принципам создания и совершенствования силовых и информационных устройств для взаимного преобразования электрической и механической энергии», в части области: «Разработка научных основ создания и совершенствования электрических, электромеханических преобразователей и электрических аппаратов», «Разработка методов анализа и синтеза преобразователей электрической и механической энергии».

Обоснованность и достоверность результатов и выводов диссертации обеспечена использованием общепринятых допущений, применением известных выражений общей теории электрических машин, применением сертифицированных пакетов программ конечно-элементного анализа для расчёта полей. Корректность результатов и выводов согласуется с аналогичными результатами и выводами, опубликованными другими авторами.

Апробация работы. Положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: «Студенческая научно-техническая конференция «Дни науки» (Самара, СамГТУ, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019), «Международная научно-техническая конференция «Бенардосовские чтения» (Иваново, ИГЭУ, 2015, 2017, 2019), «Международная научно-техническая конференция «Пром-Инжиниринг» (Челябинск, Санкт-Петербург, ЮУрГУ, 2016, 2017), «Международная научная конференция «Математические методы в технике и технологиях» (Саратов, СГТУ, 2016, 2019), «Международная научно-техническая конференция «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (Москва, МЭИ,

2017), «Международная IEEE научно-техническая конференция «Динамика систем, механизмов и машин» (Омск, ОмГТУ, 2017), «Международная конференция «Актуальные проблемы электромеханики и электротехнологий АПЭЭТ» (Екатеринбург, УрФУ, 2017), «Международная научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока – ЭППТ» (Екатеринбург, УрФУ, 2018), «Международная научно-техническая конференция «Автоматизация – RusAutoCon» (Сочи, ЮУрГУ, 2018), «IEEE Power Electronics, Drives and Energy Systems Conference – PEDES-2018» (Ченнаи, Индия, Indian Institute of Technology Madras, 2018). Также выставочный макет асинхронного генератора с компактной обмоткой был представлен на Международной выставке-форум «Энергетика» (Самара, 2019), промышленной выставке «Hannover Messe 2019» (Ганновер, Германия, 2019) и международной выставке-конференции «CoilTech 2019» (Порденоне, Италия, 2019).

Личный вклад автора состоит в построении численных моделей установившихся электрических и электромагнитных процессов в торцевых зонах МКОС, анализе результатов расчётов электрических, электромагнитных и тепловых процессов в торцевых и активной зонах МКОС, а также в применении результатов моделирования при расчёте конструктивных и электрических параметров обмотки, согласно предложенным соискателем методикам. Соискатель предложил в новом техническом решении – электромеханический преобразователь с жидкостным охлаждением и электронным управлением – взаимное расположение лобовых проводников обмотки статора, блоков электронного управления и каналов охлаждения. Соискателем предложена методика построения развёрнутых торцевых схем обмоток статора МКОС, учитывающая усовершенствованную структуру лобовых частей.

Внедрение результатов работы. Научно-технические результаты данной диссертационной работы использованы на ООО «Тольяттинский трансформатор» в процессе автоматизированного проектирования специальных электротехнических устройств.

Перспективы дальнейших исследований. В рамках продолжения работ по тематике МКОС целесообразно исследование МКОС средней и большой мощности с обмоткой статора из нескольких частей. Нуждается в разработке технология изготовления МКОС, которая будет экономична и реализуема с применением современных производственных процессов. Разработка такой технологии является мультидисциплинарной задачей и может включать автоматизированную сборку МКОС с операцией лазерного спекания, механической и электротермической обработкой отдельных частей.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 24 работы, в том числе 3 в журналах, рекомендованных ВАК, 12 в изданиях, индексируемых наукометрическими базами Scopus и Web Of Science, 1 патент на изобретение.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, библиографического списка. Основная часть изложена на 154 страницах, которая содержит 67 рисунков, 18 таблиц. Библиографический список содержит 113 ссылок.

1. КРИТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

1.1. Машины переменного тока повышенной энергоэффективности

Способы повышения эффективности электрических машин исследуются научными коллективами по всему миру. Среди тем исследований выделяются несколько основных направлений повышения эффективности. Одно из подобных направлений — это исследования новых конструкций обмоток и ядер машин. Для достижения максимальной эффективности электрических машин в различных режимах работы, широко применяются полупроводниковые преобразователи, новые электротехнические материалы с программируемыми свойствами, инновационные конструкции активных компонентов электрических машин. Это оказывается возможным благодаря последним достижениям в смежных сферах науки и техники: электроники и вычислительной техники, материаловедении, машиностроении и обрабатывающей промышленности. По этой причине, в настоящее время наблюдается тенденция к созданию новых типов специальных машин для различных областей применения [1,2,3]. В данной главе рассмотрим типы перспективных электрических машин переменного тока, применяющихся в автономных объектах, а также особенности их конструкций, позволяющие добиться увеличения энергоэффективности и уменьшения материалоемкости.

По направлению создаваемого магнитного поля выделяют радиальные машины, аксиальные и линейные. На рисунке 1.1 приведено сечение активных частей машин с радиальным и аксиальным потоком. Радиальные машины традиционно применяются во всех типах электромеханических преобразователей, в которых среди автономных установок можно выделить генераторные установки [4,5] и электрический транспорт [6,7]. Их широкое использование в промышленности можно объяснить разнообразием конструктивных компоновок (находят применение как многополюсные машины с большим внутренним диаметром статора D , так и машины с длинным сердечником [8]).

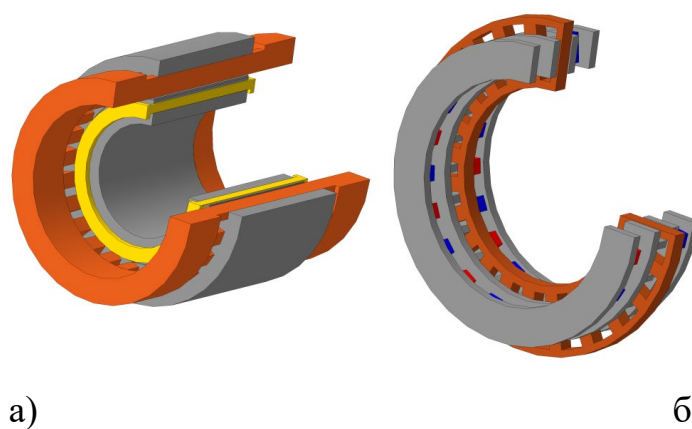


Рисунок 1.1. Активная часть радиальной (а) и аксиальной (б) машины

Машины с аксиальным потоком имеют массо-габаритные показатели, значительно отличающиеся от радиальных машин. Они могут иметь очень малый размер в аксиальном направлении, при этом, удельная мощность на единицу массу сравнима с радиальными. В некоторой степени, требованиям по снижению количества используемых активных материалов в электрических машинах соответствуют машины с поперечным потоком (transverse flux machines), отличающиеся от стандартных радиальных машин технологией серийного производства и соотношением вектора магнитной индукции в воздушном зазоре на килограмм массы стали сердечника [9,10]. На рисунке 1.2 изображён сегмент активной части машины с обратным потоком, иллюстрирующий особенности конструкции магнитопровода, обмотки и компоновки такой машины.

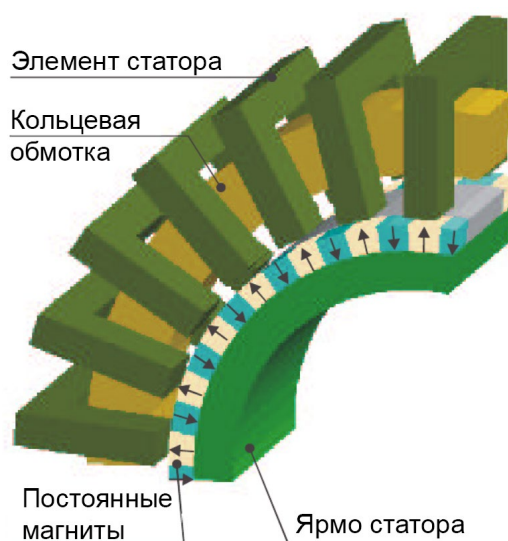


Рисунок 1.2. Сегмент машины поперечного потока с постоянными магнитами

Появление машин с обратным потоком связано с исследовательскими работами по сокращению габаритов тяговых электрических двигателей в электрическом транспорте, целью которых являлось сокращение размеров двигателей в аксиальном направлении. Подобными работами занимаются как за рубежом, так и в нашей стране [11,12].

С другой стороны, в последнее время в качестве двигателей и генераторов получают широкое распространение машины с аксиальным потоком [13,14]. Они изготавливаются преимущественно на большое число полюсов и имеют небольшие размеры в аксиальном направлении, поскольку площадь поверхности магнитного поля в воздушном зазоре при увеличении ширины машины не увеличивается и, следовательно, количество переносимой магнитным полем энергии зависит только от диаметра машины. Особенности данного типа машин позволяют добиться больших значений удельной мощности благодаря увеличенному моменту и сокращению объема активной части [15], а направление силовых линий магнитного поля позволяет применять анизотропные модификации электротехнической стали в сердечниках роторов и статоров [16], что позволяет значительно сократить потери в стали. Широкое применение генераторы с аксиальным потоком нашли в ветроэнергетике, поскольку большое число полюсов позволяет применять их в системах генерации без мультипликаторных передач, сокращая экономические затраты на конструкцию и обслуживание [17]. Зачастую аксиальные машины выполняются синхронными с постоянными магнитами на якоре, и распространены конструкции с одним якорем и двумя индукторами, расположенными по обе стороны якоря, в которых достигаются высокие значения удельной мощности [18]. На рисунке 1.3 изображена модель активной части аксиальной машины с якорем и двумя индукторами, расположенными по обоим торцам якоря.

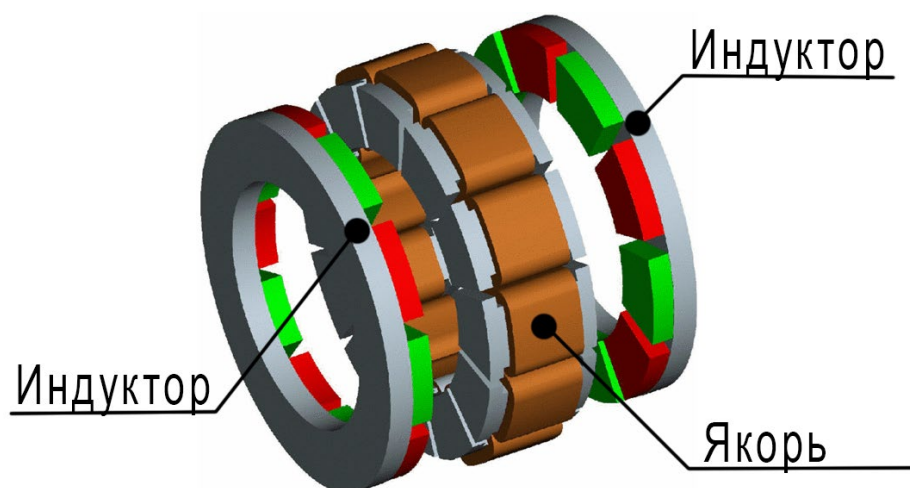
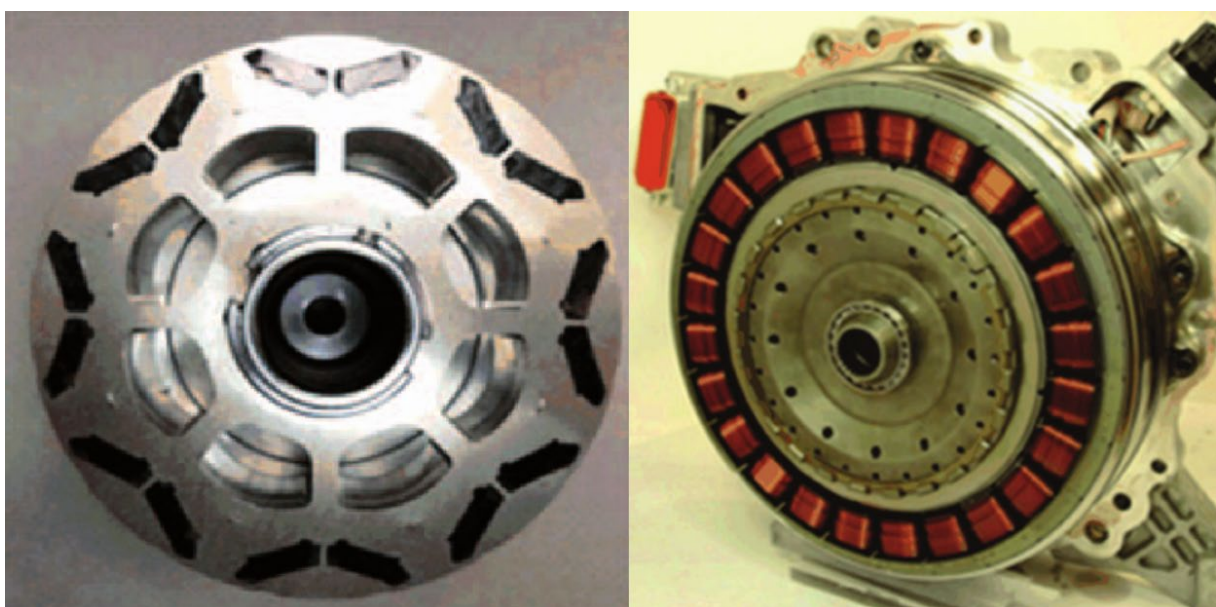


Рисунок 1.3. Аксиальный генератор с двумя индукторами на постоянных магнитах

Линейные машины находят широкое применение в исполнительных механизмах возвратно-поступательного движения, поскольку позволяют отказаться от механических звеньев преобразования направления движения [19]. В первую очередь, это рельсовый и безрельсовый транспорт, где они выступают в роли тяговых двигателей [20,21] и механизмов трансмиссии [22]. Также линейные двигатели применяются в насосах, лифтовых механизмах, станкостроении и проч. [23,24]. В рельсовом электрическом транспорте доминирующее положение занимают тяговые синхронные линейные двигатели, индуктор которых расположен на железнодорожном полотне, а якорь с постоянными магнитами — на подвижном составе [25]. Однако, узкая специализация линейных машин не позволяет их использовать в других сферах техники, поэтому они находят ограниченное применение.

На основании обзора типов машин переменного тока, объектом исследования энергоэффективных конструкций обмоток в данной диссертации были выбраны машины переменного тока с радиальным потоком, поскольку они используются в подавляющем большинстве электромеханических преобразователей как в двигательном, так и генераторном режимах, а также отличаются разнообразием конструктивных исполнений, требующих подробного анализа. Объектом данного исследования являются машины переменного тока, которые могут применяться в энергоустановках автономных объектов.

На сегодняшний день, в автономных объектах применяются различные типы электрических машин переменного тока с радиальным потоком. В частности, в электрических и гибридных автомобилях в качестве тягового двигателя применяются синхронные двигатели [26,27,28], в т.ч. магнитоэлектрические с магнитами на поверхности магнитопровода ротора [29,30] и внутри его [31,32] и многофазные [33]. На рисунке 1.4а изображён сердечник ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами внутри сердечника производства компании Ford. На рисунке 1.4б изображён синхронный двигатель с постоянными магнитами, расположенными на поверхности индуктора, производства компании Hyundai.



а)

б)

Рисунок 1.4. Два типа синхронных двигателей с постоянными магнитами

Преимущественно, с целью достижения высокой эффективности, на роторе синхронных двигателей размещают постоянные магниты, выполненные из редкоземельных металлов [34,35] или ферритов [36,37], а также гибридные роторы, состоящие из обоих типов постоянных магнитов и позволяющие сократить количество редкоземельных материалов при сохранении массо-габаритных параметров [38]. Известны разработки энергоэффективных магнитоэлектрических синхронных машин с особенностями конструкции магнитопроводов [39] и обмоток

ярма [40], а также магнитопроводов и структур постоянных магнитов индуктора [41]. Применение высокоскоростных синхронных двигателей с постоянными магнитами в тяговом приводе, размещёнными в сердечнике ротора (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) обусловлено их высокими значениями пиковой удельной мощности на единицу массы. В частности, синхронный двигатель автомобиля Lexus LS 600h достигает значения удельной мощности $2,5 \text{ кВт/кг}$ при пиковой мощности 110 кВт , а автомобиля Toyota Camry — $1,7 \text{ кВт/кг}$ при пиковой мощности 70 кВт [2]. В IPMSM для электрического и гибридного транспорта используются как распределённые, так и сосредоточенные обмотки статора. В частности, распределённая обмотка статора применяется в автомобиле Toyota Prius 2004 с IPMSM удельной мощности $1,1 \text{ кВт/кг}$ и пиковой мощности 50 кВт . Сосредоточенная обмотка статора применяется в автомобиле Hyundai Sonata 2011 с IPMSM удельной мощности $1,1 \text{ кВт/кг}$ и пиковой мощности 30 кВт . Это решение позволяет сократить вылет лобовых частей и длину машины, что особенно важно в ограниченном пространстве автономных объектов. Также, коэффициент заполнения паза в сосредоточенной обмотке выше, а материалоемкость меди ниже. Однако, в данном случае наблюдается значительное количество высших гармоник в магнитном поле воздушного зазора и связанные с этим вибрации, а также большие потери при высоких оборотах вращения ротора.

В качестве генераторов синхронные машины нашли широкое применение в установках возобновляемой энергетики, в частности, в ветроэнергетических установках. Так, более 66% вводимых в 2016 мощностей офшорных ветроустановок приходилось на синхронные генераторы с магнитоэлектрическим возбуждением, применяемых в Siemens SWT-7.0-154, SWT-6.0-154, SG-8.0-167 DD, General Electric HALIADE 150 [4]. Синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением находят применение в ветроустановках преимущественно низшего и среднего диапазона мощности, при этом они используются в Enercon E-126 мощностью $7,5 \text{ МВт}$. Удельная мощность генератора этой ветроустановки, однако, достигает лишь $0,034 \text{ кВт/кг}$ по причине низкой частоты вращения.

Известно, что применение постоянных магнитов в электрических машинах имеет следующие недостатки: при высоких температурах постоянные магниты размагничиваются, отсутствует возможность управления магнитным потоком, высокая стоимость редкоземельных материалов. Последний факт заставляет исследователей находить способы уменьшения материалоемкости редкоземельных металлов в синхронных [9,22,42,43] и вентильно-реактивных машинах [44].

Для автономных установок также находят широкое применение асинхронные машины [45,46], в т.ч. асинхронные вентильные генераторы (АВГ) [47], а также линейные асинхронные генераторы [48]. Так, для привода троллейбусов, предлагается следующий многополюсный тяговый асинхронный двигатель (ТАД) [49]. Развитие силовой и коммутирующей электроники позволяет реализовывать алгоритмы управления асинхронными двигателями для различных целей, что предопределило их широкое использование в качестве тяговых двигателей и генераторов [50]. Для обеспечения работы в генераторном режиме асинхронной машине необходим блок возбуждения, состоящий из конденсаторной батареи [51] или вентилей — электронных ключей, выполняющих сдвиг между током и напряжением фаз генератора [47,52]. Существуют электронные схемы, позволяющие осуществить работу асинхронной машины в двух режимах: двигательном и генераторном [53]. Сравнительный анализ асинхронных и синхронных стартер-генераторов позволяет заключить, что применение асинхронных машин удешевляет и упрощает конструкцию, что привело к увеличению интереса к этому типу машин в научной среде. На рисунке 1.5 приведён один из вариантов схем осуществления вентильного возбуждения асинхронного генератора.

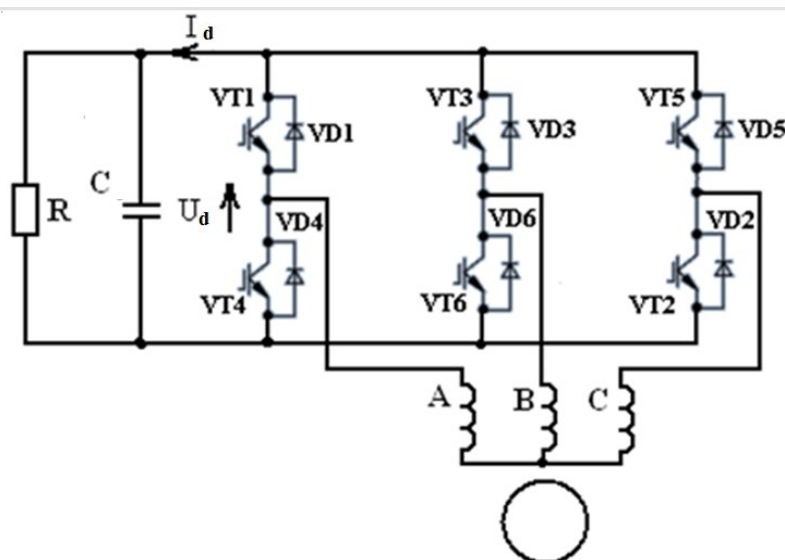


Рисунок 1.5. Схема вентильного возбуждения асинхронного генератора

Для различных типов автономных объектов используются короткозамкнутые асинхронные машины [54] и машины с фазным ротором [55], в т.ч. машины двойного питания, востребованные в последнее время в ветроэнергетических установках благодаря их способности вырабатывать мощность в более широком, по сравнению с короткозамкнутыми генераторами, диапазоне частот вращения ротора [56,57]. В ветроэнергетических установках мультимегаваттной мощности асинхронные генераторы двойного питания применяются наряду с синхронными генераторами [4]: так, производством ветроустановок на их основе занимаются Vestas (V80-2.0, V90, NM110/4200), Gamesa (G83-2.0), General Electric (GE 4.8-158) и др. Сами генераторы более энергоёмки — до 0,05..0,1 кВт/кг, однако, их применение сопряжено с установкой мультипликаторных передач.

Среди радиальных электрических машин сегодня используется большое количество вентильно-реактивных двигателей и генераторов [58,59]. Их достоинства заключаются в отсутствии щёточно-коллекторных узлов и простейшей конструкции роторов, состоящих только из листов электротехнической стали, а также низкому коэффициенту гармоник. К тому же, они просты в серийном изготовлении и, при отсутствии постоянных магнитов, дешёвы [60]. Вентильно-реактивные машины обладают самым широким диапазоном вращения ротора, который ограничен только рабочей частотой

электронных блоков управления и механической прочностью стали. Вместе с тем, коэффициент мощности вентильно-реактивной машины низок, что объясняется значительной реактивной составляющей тока статора, а также невелик КПД по причине невысокого момента, создаваемого основным магнитным потоком. Это приводит к удельным значениям мощности $0,07..0,2 \text{ кВт/кг}$ для машин невысокой мощности $< 50 \text{ кВт}$.

Исходя из критического анализа существующих типов электрических машин переменного тока, объектом исследования данной диссертации выбрана асинхронная машина с короткозамкнутым ротором. Данный тип машин традиционно применяется в электроприводе и при частотном управлении устойчиво работает в очень широком диапазоне скоростей вращения. Управление скольжением позволяет регулировать мощность на валу двигателя и уровень фазного напряжения в генераторном режиме. Однако, интерес исследователей обращён преимущественно к увеличению энергоэффективности синхронных машин и машин новых типов, находящих ограниченное применение в автономных объектах. Энергоэффективные асинхронные двигатели могут применяться в различных типах электромеханических преобразователей, в т.ч. и автономных. Теория электромеханического преобразования в асинхронной машине хорошо изучена и позволяет построить математические модели процессов в ней.

1.2. Машины переменного тока с инновационными обмотками

Одним из направлений работ по увеличению энергоэффективности электрических машин является исследование новых конструкций обмоток статоров и роторов. В первом разделе данной главы были рассмотрены некоторые конструкции обмоток, направленные на улучшение технологии изготовления и увеличение эффективности электрических машин. Вместе с тем, существует очевидное противоречие — электрические машины, обладающие повышенным КПД и удовлетворяющие требованиям энергоэффективности IЕЗ..5, содержат в себе больше активных материалов, за счёт использования которых и уменьшаются потери в преобразовании. Однако, существуют разработки, направленные на уменьшение материалоемкости машин при одновременном увеличении эффективности работы. В данном разделе подробно рассмотрим исследования трёх конструкций обмоток машин переменного тока, отличающихся наличием участков переменного сечения. Данные исследования позволяют сократить массогабаритные параметры машины, а также повысить эффективность.

Асинхронный тяговый двигатель сверхнизкого напряжения

Известна разработка учёных из Германии, разработавших многофазную электрическую машину с короткозамкнутой обмоткой статора [61]. Суть их изобретения заключается в технологии изготовления статорной обмотки, подходящей для синхронных и асинхронных двигателей переменного тока. Работа была связана с поиском решений, направленных на снижение уровня рабочего напряжения тяговых двигателей электротранспорта, поскольку высокий уровень напряжения накладывает определённые требования по безопасности и усложняет конструкцию электропривода. С целью проверки гипотезы, что возможность отказаться от гальванических развязок, контроля изоляции и высоковольтной преобразовательной техники поможет удешевить и снизить размеры

электропривода, были рассмотрены способы компоновки низковольтных электрических машин. Из известного соотношения:

$$P_{\text{мех}} = mU_{\phi}U_{\phi}; \quad (1.1)$$

сделано предположение, что при сохранении амплитуд фазных токов добиться увеличения мощности при уменьшении фазного напряжения можно, увеличивая число фаз. В стандартных машинах, число витков последовательно соединённых ветвей фазы определяет фазное напряжение; в данном исследовании учёные рассматривают обмотку, состоящую из половины витка на фазу. Электропривод, построенные на базе машины с короткозамкнутой обмоткой статора, разработчики назвали ISCAD — Intelligent Stator Cage Drive. На рисунке 1.6 изображён статора такой машины с размещённой в пазах сердечника статора короткозамкнутой обмоткой.

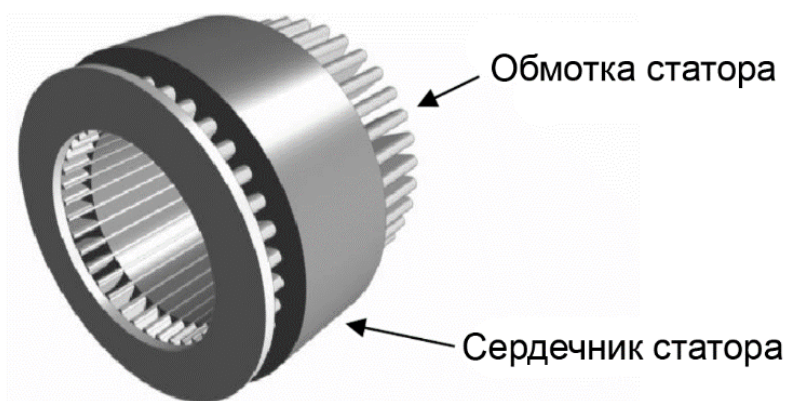


Рисунок 1.6. Статор машины электропривода ISCAD

Вместо большого количества обмоточных проводов в пазу сердечника, статорная обмотка выполнена из проводящих стержней, соединённых между собой короткозамыкающим кольцом с одной стороны и разомкнутых с другой. Конструктивно это похоже на беличью клетку в роторах асинхронных машин. Технология изготовления предполагает предварительное изготовление короткозамкнутой обмотки перед монтажом в сердечник, либо отлив стержней непосредственно в сердечнике. С одной стороны, при таком исполнении проявляются потери, связанные со скин-эффектом и вихревыми токами в цельном проводнике большого поперечного сечения, однако, коэффициент заполнения паза

близкий к 100% может быть достигнут. Предлагается, в связи с этим, использовать более дешёвые материалы, например, алюминий, вместо дорогостоящей меди. Конструкция также позволяет управлять числом полюсов, что может снизить потери на высоких скоростях вращения. Разработчиками делается ставка на материалы с анизотропной электропроводностью, что позволит значительно сократить потери в стержнях с большой площадью поперечного сечения.

С целью предупреждения межфазных замыканий, в пазу сердечника размещается тонкий слой пазовой изоляции. Разработчики допускают, что оксидной плёнки, образующейся на поверхности листов сердечника, будет достаточно для обеспечения изоляции на сверхнизких напряжениях. В любом случае, в конструкции ISCAD видятся следующие преимущества перед традиционными машинами:

- один слой изоляции между проводником фазы и статором, что увеличивает теплообмен с окружающей средой и возможность увеличения фазных токов;
- отсутствие возможности межвитковых замыканий и повышение надёжности машины;
- новые способы охлаждения статорной обмотки;
- возможность использования более дешёвых изоляционных материалов.

На рисунке 1.7 приведены фотографии изготовленного экспериментального образца статора ISCAD. На рисунке 1.7а изображена короткозамкнутая обмотка с каналом жидкостного охлаждения, монтированным на лобовой части обмотки, полученная методом селективного лазерного спекания. На рисунке 1.7б изображена короткозамкнутая обмотка, размещённая в пазах сердечника электрического двигателя. Обмотка занимает только половину пазов сердечника статора.

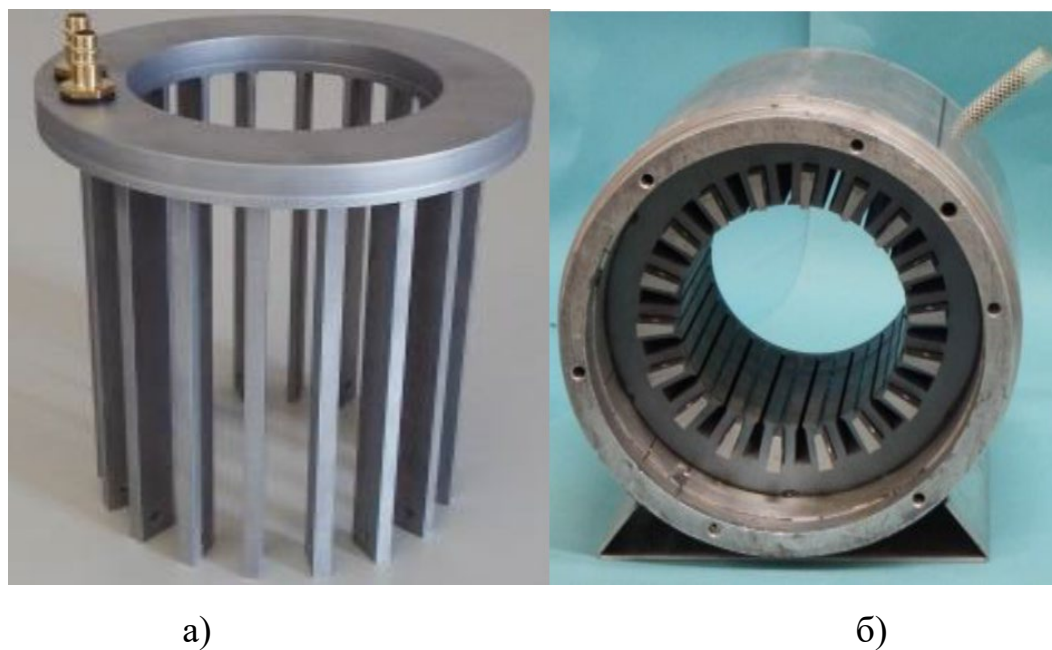


Рисунок 1.7. Экспериментальный образец статора электродвигателя ISCAD

Как видно на рисунке 1.7, разработчики предлагают для охлаждения статорной обмотки использовать каналы жидкостного охлаждения, которые без воздушного зазора монтируются плотно на короткозамыкающее кольцо и позволяют отводить тепло от всех стержней обмотки. Данная возможность является отличительной особенностью данной конструкции статорной обмотки, поскольку известно, что лобовые части обмотки находятся в тяжёлых тепловых условиях, и в высокомоощных машинах применяются комплексные меры по их охлаждению. Высокий коэффициент теплообмена между сердечником статора и стержнями обмотки в ISCAD позволяет в т.ч., при соответствующих условиях жидкостного охлаждения, изменить направление теплопередачи из сердечника к стержням обмотки и далее к короткозамыкающему кольцу. На рисунке 1.8а изображено направление процесса теплопередачи в сердечнике короткозамкнутого статора. На рисунке 1.8б изображено направление теплопередачи — от сердечника статора к короткозамкнутой обмотке, несмотря на то, что в традиционной конструкции обмотка обычно является более нагретой, и направление теплопередачи обратное.

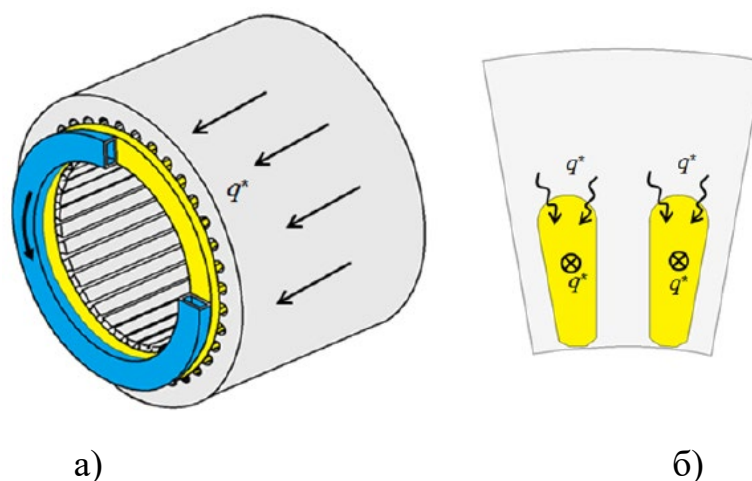


Рисунок 1.8. Система жидкостного охлаждения электродвигателя ISCAD

Особенность короткозамкнутой обмотки статора ISCAD в том, что противоположные короткозамыкающему кольцу выводы стержней соединены с электронными блоками управления. Это позволяет формировать требуемую форму магнитного поля в воздушном зазоре [62]. По сравнению с распределённой обмоткой, обмоточный коэффициент короткозамкнутой обмотки ISCAD выше, в то время как гармонический состав лучше при одинаковом числе пазов статора. Это позволяет управлять частотой магнитного поля в зазоре и числом пар полюсов машины [63]. Преимущества такой конструкции заключаются в формировании оптимального числа пар полюсов для требуемого режима работы при максимальной эффективности.

Для управления двигателем с короткозамкнутой обмоткой статора предлагается использовать многофазный полумостовой автономный инвертор напряжения АИН, построенный на транзисторах MOSFET. Преимущества полевых транзисторов MOSFET проявляются при работе на низковольтную нагрузку с высокими токами. Варианты исполнения транзисторных высокоомощных ключей позволяют их разместить в отдельном корпусе или непосредственно на пазовых стержнях. Во втором случае сокращаются потери на передачу мощности, и размер электропривода может быть значительно снижен. Схема электронного блока управления, включающего силовые транзисторы, подключенные по схеме автономного инвертора напряжения, изображена на рисунке 1.9а. Предполагаемая

компоновка электропривода изображена на рисунке 1.9б. Данная компоновка предусматривает размещение транзисторных ключей в корпусе двигателя непосредственно на пазовых стержнях, а также шины питания постоянного тока от аккумуляторной батареи транспортного средства и блок управления, формирующий управляющие сигналы ШИМ и обратную связь по напряжению.

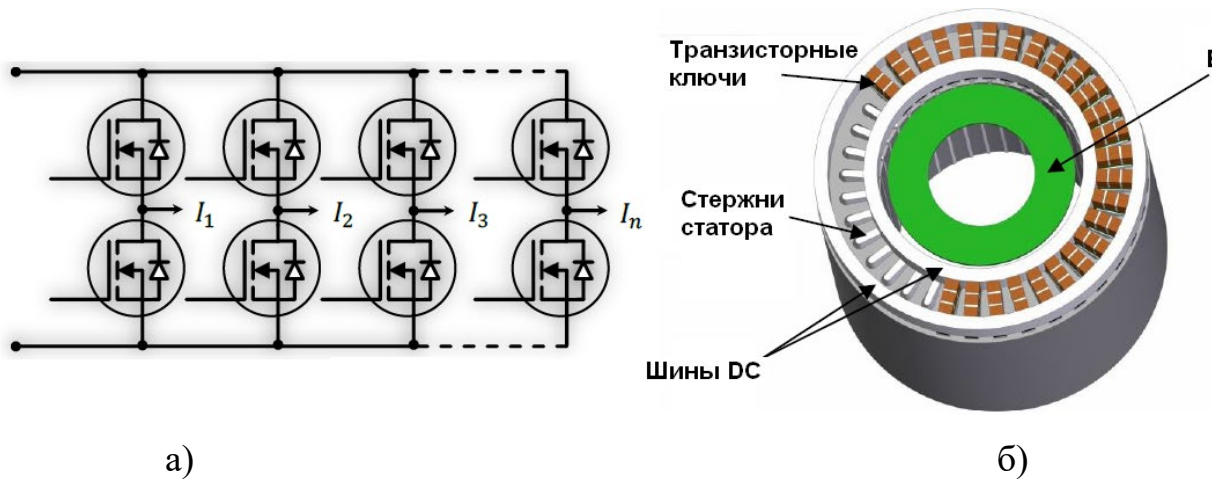


Рисунок 1.9. К принципу работы электродвигателя ISCAD

Данная конструкция имеет следующие ограничения. Наличие только одного полувитка на фазу статора определяет сверхнизкие значения рабочего напряжения. Даже при значительном числе фаз машины (которое не может превышать количество пазов сердечника), мгновенные значения токов тягового двигателя в реальных условиях могут достигать очень больших значений (до 10 кА). Предлагаемые в настоящее время на рынке процессоры не могут обеспечить большое количество независимых ШИМ-выходов, необходимых на каждый из стержней статорной обмотки, поэтому на испытательном стенде привод ISCAD тестировался без обратной связи в холостом режиме. С целью снижения металлоёмкости, разработчиками предлагается использовать алюминий в качестве шин постоянного тока и проводников обмотки статора. Это, однако, значительно увеличивает объём и потери. Основным недостатком данного типа машин является возможность работы только при «сверхнизких» напряжениях.

Машина переменного тока с фазной стержневой обмоткой статора

Известен патент США, описывающий электрическую машину со стержневой обмоткой и лобовыми частями в виде шин, расположенных по торцам сердечника [64]. Это решение позволяет добиться сокращения вылета лобовых частей обмотки статора и направлено на улучшение технологий производства машин переменного тока. На рисунке 1.10 показано разрез статора запатентованной машины переменного тока с фазной стержневой обмоткой статора.

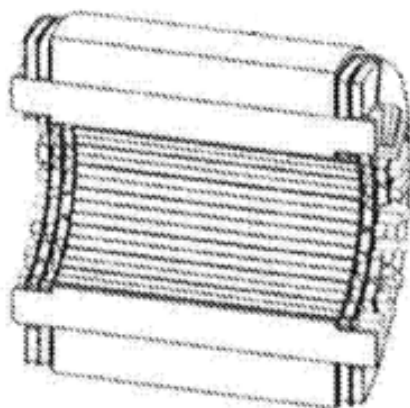


Рисунок 1.10. Вид разреза машины переменного тока

Исследователями было отмечено, что традиционный способ исполнения обмотки из провода круглого сечения значительно усложняется в случае ограниченных пространств, а также в электрических микро-машинах. Для упрощения серийного производства предлагается пазовую часть обмотки статора выполнять в виде изолированных стержней, монтируемых с помощью специального инструмента в готовые пазы сердечника, а лобовые части монтировать на выводы стержней с обоих торцов сердечника. Лобовые части представляют собой шины прямоугольного сечения, равного по площади сечению пазовых стержней. Лобовые части укладываются параллельно торцам сердечника таким образом, что лобовые проводники, соединяющие различные пазы, не перекрещиваются и находятся в различных параллельных торцам сердечника плоскостях. С целью их такого расположения, лобовые проводники в месте их

соединения с пазовыми отходят в радиальном направлении к ярму сердечника и, проходя над ярмом, ведутся к противоположному полюсу данной катушки. Место соединения лобовых и пазовых проводников спаивается, сваривается, прессуется или скручивается с целью минимизации переходного сопротивления. Для различных осей вращения вала и схем подключения катушек изготавливаются различные типовые формы лобовых проводников. Количество слоёв лобовых проводников, находящихся друг над другом, равно шагу обмотки. Также разработчиками допускается возможность выполнения лобовых проводников печатными платами, которыми может выполняться коммутация пазовых стержней, выводов фаз и источников переменного тока. На рисунке 1.11 изображены виды конструкции активных и лобовых проводников.

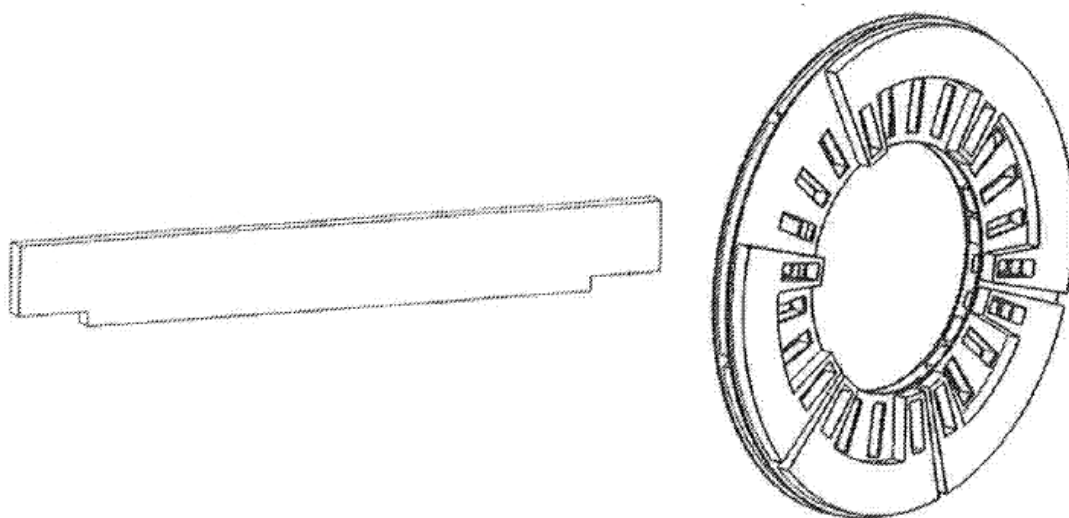


Рисунок 1.11. Активный и лобовые проводники предложенной машины

Особенности конструкции позволяют разместить блоки управления непосредственно на лобовых частях и значительно упростить технологию изготовления. Разработчики данного патента заявляют это ключевым преимуществом. Ими указывается возможность замены лобовых частей обмотки без внесения изменений в конструкцию активной части статора. Замена лобовых частей позволит изменить схему подключения обмоток. По сравнению с традиционной обмоткой, использование стержней в пазах уменьшает число витков фазы статора синхронных машин и снижает величину реакции якоря. В случае

использования стержней в статорной обмотке, коэффициент заполнения паза значительно увеличивается. Это позволяет увеличить число пазов при той же массе меди в статоре, сокращая массу стали сердечника и увеличивая магнитный поток воздушного зазора. В связи со сложностью построения распределённой обмотки такой конструкции, предлагается схема сосредоточенной обмотки, форма магнитного поля которого, как известно, близка к трапецеидальной. Для питания такой машины можно использовать источник прямоугольного напряжения, что позволяет отказаться от ШИМ и упрощает принцип управления машиной, позволяя снизить частоту переключения вентилях. Скин-эффект в таком случае будет выражен слабее в стержнях с большой площадью поперечного сечения. Отказ от ШИМ также позволяет последовательно увеличить число пазов для дальнейшего увеличения полюсности. Это приводит к уменьшению пульсаций момента и фазного тока.

Аналогично с предыдущей рассмотренной разработкой, для охлаждения лобовых частей предлагается использовать каналы жидкостного охлаждения либо радиаторы, которые могут быть высокоэффективны на плоско размещённых проводниках. В связи с тем, что коэффициент заполнения паза близок к 100%, конструкция не подразумевает охлаждающие каналы в пазах сердечника. Однако, способ изготовления лобовых частей предусматривает возможность размещения охлаждающих каналов между каждым из слоёв лобовых проводников. Также охлаждающие каналы могут передавать тепло от полупроводниковых вентилях, являющихся источниками переменного прямоугольного напряжения.

Способ массового изготовления электрических машин предлагаемой конструкции заключается в следующем. В предварительно изготовленный сердечник из листовой стали вставляется фиксатор (рисунок 1.12), позволяющий установить все пазовые стержни в пазы сердечника на необходимое для коммутации с лобовыми частями расстояние. С одного из торцов сердечника после этого монтируется блок лобовых частей, состоящий из медных пластин или печатных плат, с помощью пайки, сварки или другим способом. После этого фиксатор переворачивается, и монтируется блок лобовых частей с обратного торца.

Фиксатор препятствует выпадению стержней из открытых и полуоткрытых пазов. На рисунке 1.12 слева направо соответственно изображены фиксатор, сердечник, активная и лобовая части обмотки.

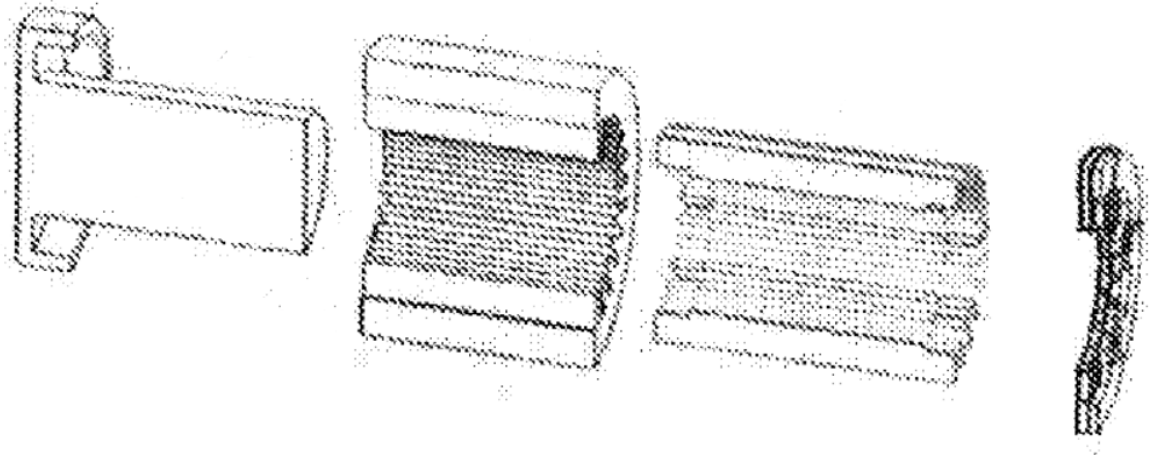


Рисунок 1.12. К способу монтажа запатентованной конструкции обмотки

Недостатки заявляемой конструкции можно выделить следующие. В пазу сердечника статора размещается не более одного эффективного проводника, что определяет низкое номинальное напряжение фазы. Форма лобовых проводников, расположенных над ярмом сердечника без зазора, определяет большое значение индуктивности лобового рассеяния, что приводит к увеличению индуктивного сопротивления машины. Также, подобная форма исполнения лобовых частей не позволяет разместить блоки управления в корпусе машины.

Машина переменного тока с компактной обмоткой, содержащей два проводника в пазу статора

Известна конструкция машин переменного тока с компактной конструкцией обмотки статора, позволяющая снизить вылет лобовых частей и количество активных материалов [65], разработанных в СамГТУ под научным руководством Грачева П.Ю. Она может применяться только для стержневых обмоток как статоров, так и роторов. В пазах сердечника расположено два слоя стержней поперечного сечения, близкого к прямоугольному. Для увеличения коэффициента

заполнения паза, пазы могут выполняться прямоугольными. Лобовые части также выполнены из стержней сечения, близкого к прямоугольному, при этом равной площади поперечного сечения и, возможно, другой формы. Высота и ширина прямоугольного лобового проводника зависит от высоты паза сердечника и шага обмотки. Место соединения лобовых проводников с пазовыми представляет собой перемычки уменьшенного сечения, обладающих необходимой для контакта между лобовыми и пазовыми частями длиной. Перемычки уменьшенного сечения контактируют с пазовыми стержнями верхнего слоя со стороны воздушного зазора, а нижнего слоя — со стороны ярма. Таким образом, пространство над средней частью паза остаётся свободным для размещения в нём лобовых проводников, соединяющих прочие пазы. Лобовые проводники расположены параллельно торцам сердечника без перекрещивания таким образом, что вылет лобовых частей минимален, вследствие чего такая конструкция обмотки называется компактной. Лобовые проводники соединяют пазовые стержни разных слоёв — проводники верхнего слоя соединяются с нижним, и наоборот. Такая конструкция позволяет исполнить различные схему подключения обмоток, в т.ч. сосредоточенных и распределённых. Чертёж вида сверху сектора статора с компактной обмоткой статора приведён на рисунке 1.13. На рисунке обозначены: 1 — сердечник статора, 2 — штриховой линией обведён пазовый стержень, 3 — штриховкой обозначена перемычка уменьшенного сечения, 4 — лобовый проводник, соединяющий пазовые проводники нижнего и верхнего слоя, 5 — лобовый проводник, соединяющий ветви фазы обмотки, 6 — слой изоляции лобовых проводников, 7 — вывод фазы обмотки статора.

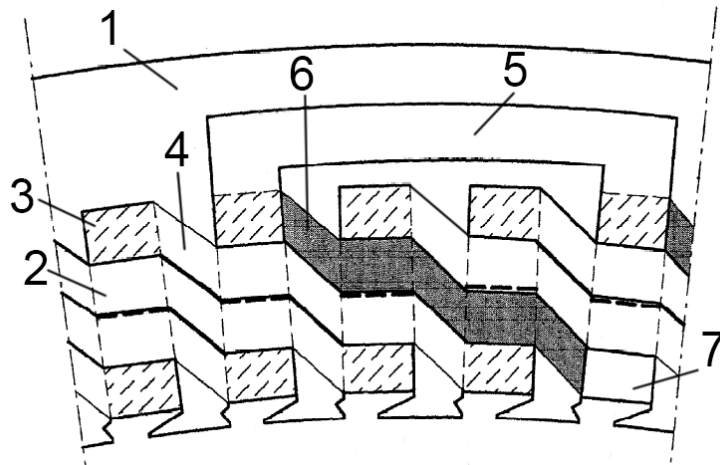


Рисунок 1.13. Чертёж статора с компактной обмоткой

В данной конструкции компактной обмотки различают различные типы лобовых проводников. С одного торца сердечника расположены только лобовые проводники, соединяющие пазовые проводники и формирующие витки катушечных групп фазы обмотки. С противоположного торца находятся выводы фаз обмотки, а также проводники, соединяющие ветви фазы и полуветви, отличающиеся направлением шага обмотки.

Отмечается, что благодаря снижению длины лобовых частей, можно добиться уменьшения потерь в обмотке. Это создаёт конкурентное преимущество перед другими энергоэффективными машинами, снижения потерь в которых добиваются увеличением количества активных материалов. Благодаря размещению лобовых проводников без перекрещивания в параллельной торцам сердечника плоскости, их вылет по сравнению с традиционными конструкциями обмоток снижается до 25% значения.

Поскольку выводы фаз и перемычки между пазовыми и лобовыми частями имеют уменьшенное, по сравнению с пазовыми и лобовыми проводниками, сечение, то необходимо провести дополнительные исследования трёхмерного электромагнитного и теплового поля в участках с изменяющимся сечением. Эта особенность объединяет все три рассмотренные в данном разделе разработки. Изменяющееся сечение проводника приводит к неравномерному распределению плотности тока, а также неравномерному тепловыделению и дифференциальному

сопротивлению. На рисунке 1.14 изображён пазовый стержень и перемычка, соединяющая его с лобовым проводником.

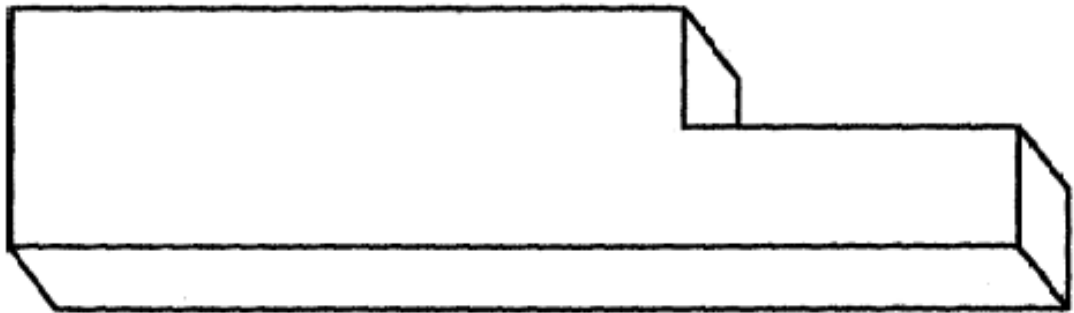


Рисунок 1.14. Пазовый стержень с перемычкой уменьшенного сечения

Для охлаждения лобовых частей компактной обмотки предлагается увеличить воздушный зазор между лобовыми проводниками и торцом сердечника, однако, это соответственно увеличивает вылет лобовых частей. Было рассмотрено, что маленький воздушный зазор препятствует конвекции воздуха и поэтому негативно влияет на тепловые процессы в обмотке, увеличивая относительную разницу температур лобовых и пазовых частей обмотки. В то же время, с целью увеличения теплообмена, предлагается перемычки и лобовые проводники связывать общей изоляцией из теплопроводного материала. На рисунке 1.15 приведён вид статора запатентованной машины с уложенной в пазы сердечника обмоткой. Выводы фаз обозначены А, В и С соответственно. Над торцами сердечника расположены лобовые части, выполненные в виде колец.

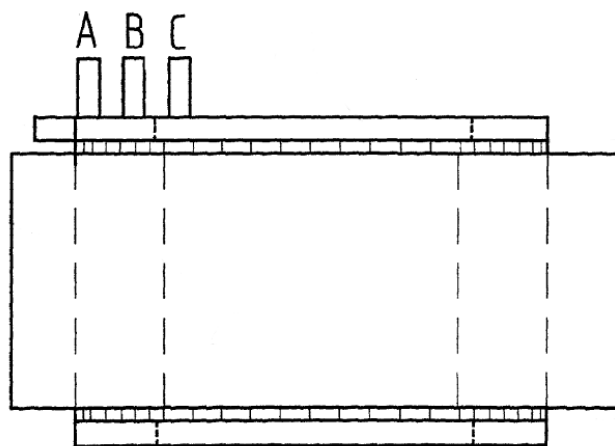


Рисунок 1.15. Вид сбоку статора машины с компактной обмоткой

Недостатком данной конструкции является возможность размещения только одного проводника в слое обмотки, что приводит к низкому числу витков фазы и номинальному напряжению. С целью увеличения числа витков предлагается увеличивать число пазов и полюсность машины, однако, это не всегда является допустимым. Также, отсутствует возможность размещения электронных блоков управления в корпусе машины, что требует дополнительных затрат конструкционных и активных материалов.

Машина переменного тока с компактной обмоткой, содержащей несколько проводников в пазу статора

Известны также машины переменного тока повышенного напряжения с компактной обмоткой статора (МКОС), разработанные в СамГТУ [12,66]. Они включают обмотки с перемычками уменьшенного сечения между активными и лобовыми проводниками, а особенности конструкции позволяют разместить в каждом слое двухслойной обмотки несколько проводников.

Первой особенностью конструкции является размещение всех лобовых проводников компактной обмотки (соединяющих активные проводники витков, полуветви и ветви фаз) над торцевой зубцово-пазовой зоной активной части статора, свободной от перемычек, соединяющих активные и лобовые проводники. В этом случае освобождается пространство над ярмом сердечника статора. Поясним, как достигается такое преимущество, рассмотрим рисунок 1.16.

На рисунке 1.16 изображён вид торца ядра статора электрической машины с компактной обмоткой. Изображен торец с выводами фаз трёхфазной обмотки. Лобовые части отдельных фаз выделены оттенками серого цвета. Выводы фаз обмоток обозначены $U_1..W_2$ и на рисунке помечены чёрным. Сечение А-А дополнительно изображено на рисунке 1.17.

проводниками 2 четвертого паза (с проводником конца фазы U_2). Дополнительные лобовые проводники 6 расположены над торцевой поверхностью зубцовой зоны сердечника 1 с теми частями пазов, где находится слой обмотки (слой активных проводников 2), проводники которого они соединяют.

В случае нахождения проводников выводов фаз в нижнем слое обмотки дополнительные лобовые проводники 6 расположены над торцевой поверхностью зубцовой зоны сердечника 1 с нижними частями пазов, где находится слой обмотки (слой активных проводников 3), проводники которого они соединяют.

При этом, места соединений лобовых проводников 4 с активными проводниками 2, 3, расположенные в той части торцевой поверхности зубцовой зоны сердечника 1, над которым находятся лобовые проводники 6 для соединения ветвей фаз, расположены со стороны центров пазов сердечника 1.

Второй особенностью конструкции является то, что при нескольких активных проводниках в слое компактной обмотки, лобовые проводники витков, а также проводники, соединяющие полуветви и ветви фаз, не пересекаются, а располагаются один над другим. Это достигается определенным порядком соединения активных и лобовых проводников. Поясним порядок соединения активных и лобовых проводников на рисунке 1.17.

На рисунке 1.17 показан вид сечения А-А, обозначенный на рисунке 1.16, части сердечника 1 с четырьмя пазми, активными проводниками 3 и лобовыми проводниками 5, соединяющие полуветви фаз. Рисунок объясняет расположение лобовых проводников относительно друг друга и относительно сердечника.

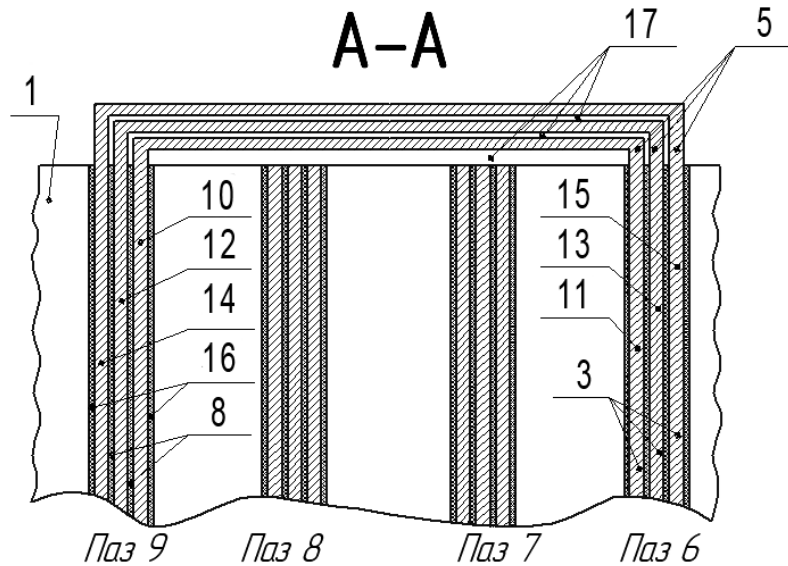


Рисунок 1.17. Сечение сердечника статора с компактной обмоткой

На рисунке 1.17 видно, что активные проводники 3 верхнего слоя обмотки, расположенные в одном пазу (например, девятом), соединены с активными проводниками 3 одноименной фазы, расположенными в другом пазу (например, шестом), в обратной последовательности: первый (по направлению чередования фаз и пазов) проводник 10 девятого паза соединен с третьим (последним) проводником 11 шестого паза, второй проводник 12 девятого паза соединен со вторым 13 (предпоследним) проводником шестого паза, а третий 14 (последний) проводник девятого паза соединен с первым 15 проводником первого паза. Такая последовательность соединений проводников соблюдается при соединении активных проводников 2 и 3 одноименных фаз лобовыми проводниками 4, 5 и 6.

Следовательно, лобовые проводники не пересекаются, а вылет лобовых частей рассматриваемой обмотки минимален. При этом, перемычки уменьшенного сечения имеют разную длину, соответственно положению в пазу активных проводников слоев компактной обмотки. На рисунке 1.17 показана пазовая изоляция 16 и межвитковая изоляция 8, а также зазоры 17 между лобовыми проводниками 5.

На рисунке 1.18 изображён вид торца ядра статора без вывода фаз.

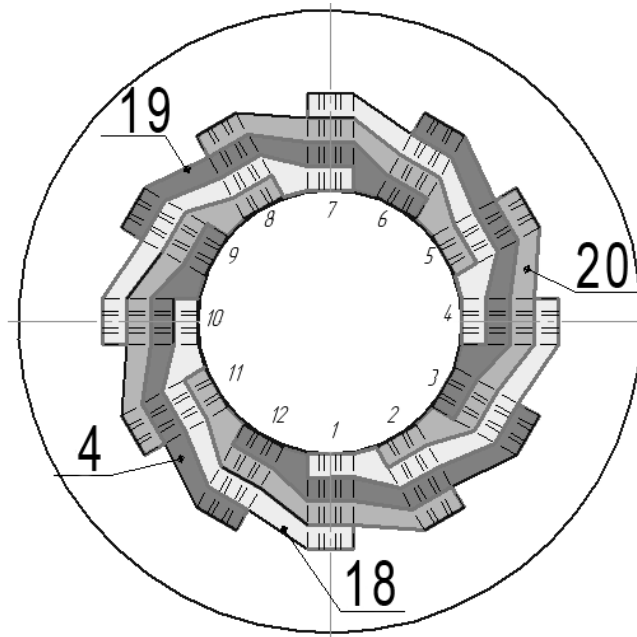


Рисунок 1.18. Вид торца без вывода фаз ядра статора МКОС

Торец без выводов фаз не имеет соединений ветвей или полуветвей, но только лобовые проводники катушек фаз обмотки 4, поэтому лобовые проводники уложены симметрично. Лобовые проводники 4 разных фаз обозначены соответственно 18 для фазы U , 19 для фазы V и 20 для фазы W . На концентрической окружности обозначены номера пазов сердечника статора.

Данная конструкция машины с компактными лобовыми частями двухслойной обмотки статора, содержащая несколько проводников в слое, является наиболее перспективным вариантом энергоэффективных машин уменьшенной металлоёмкости. Для совершенствования структуры лобовых частей компактной обмотки статора требуется исследование электрических, электромагнитных и тепловых процессов в торцевых зонах статора. Нужны обоснованные методики расчёта конструктивных параметров, а также уточнённые методики расчёта активных и индуктивных сопротивлений компактной обмотки статора.

1.3. Постановка задач исследования электромагнитных и тепловых процессов МКЭС

Для анализа процессов, протекающих в электромеханических преобразователях, можно использовать численные и аналитические методы. Традиционно, в связи с высокой ресурсоёмкостью прочих вычислений, в серийных машинах исследуется только электромагнитное поле в воздушном зазоре и тепловое поле активной части машины. Стандартные методики проектирования не включают рассмотрение большого количества процессов в других частях электрической машины, а проявляющиеся эффекты учитываются поправочными коэффициентами. Тем не менее, развитие технологий энергетического машиностроения предопределяет большое количество типов конструкций электрических машин и устройств управления, в результате работы которых появляются новые эффекты. В данном разделе описаны способы и методы исследования процессов в обмотках электрических машин переменного тока, в том числе в обмотках с проводниками переменного сечения.

При исследовании формы магнитного поля традиционно решается двумерная задача в плоскости, параллельной торцам сердечника. При этом не учитываются краевые эффекты, проявляющиеся в области лобовых частей и влияющие на растекание тока в проводниках обмотки. Для учёта магнитного поля рассеяния лобовых частей, необходимо решить трёхмерную задачу. При этом на картину распределения поля влияет схема подключения обмотки, конфигурация витков и взаимоиндукция статорной и роторной обмотки.

Известна формула аналитического описания выражения взаимоиндуктивности катушек, обладающих одним витком, называемой интегралом Неймана [67]:

$$M_{vw} = \frac{\mu_0 \mu_r}{4\pi} \iint_l \frac{dl_v dl_w}{r}; \quad (1.2)$$

где: l — двумерная кривая витка, а r — расстояние между дифференциалами l_v и l_w . В случае многовитковых обмоток выражение соответственно умножается на число витков катушки.

Данное выражение описывает протяжённые проводники, обладающие стремящимся к нулю сечением, и не учитывает их форму. Для того, чтобы перейти к объёмному проводнику некоторого, возможно, изменяющегося, сечения и длины, необходимо ввести значение плотности тока в конечном объёме.

Из понятия индуктивности, взаимоиндуктивность двух одновитковых катушек, по которым протекают некоторые токи i_v и i_w , можно определить по формуле:

$$M_{vw} = \frac{\Phi_v}{i_w} = \frac{\Phi_w}{i_v}. \quad (1.3)$$

Что также, в соответствии с теоремой Стокса, эквивалентно замкнутому интегралу магнитного потенциала по длине витка:

$$M_{vw} = \frac{1}{i_w} \oint \bar{A} dl_v. \quad (1.4)$$

При протекании тока по проводнику переменного сечения, как, например, в рассмотренных в предыдущем разделе конструкциях, плотность тока распределяется неравномерно по объёму проводника. Это необходимо учесть при расчёте индуктивности витка катушки:

$$M_{vw} = \frac{1}{i_w} \cdot \frac{\mu_V \cdot \mu_0}{4\pi} \iiint_V \frac{\bar{J}_v}{r_v} dV; \quad (1.5)$$

где: μ_V — магнитная проницаемость среды, J_V — вектор плотности тока в данной точке, r_V — текущая длина витка.

Формула (1.5) позволяет оценить взаимоиндуктивность двух катушек, в т.ч. индуктивность двух витков одной катушки, находящихся в среде с одинаковой магнитной проницаемостью [68]. Однако, при рассмотрении частей витка, находящихся в различных магнитных средах (например, активных частей витка в

пазу и лобовых частей, находящихся вне сердечника), эта формула перестаёт быть релевантной.

В силу того, что объектом данной диссертации является асинхронная машина, уместно привести эмпирическую формулу для расчёта индуктивности статорной обмотки из справочников по проектированию асинхронных машин [69,70]:

$$L_1 = \frac{3}{2} \mu_0 \left(\frac{w_1}{p} \right)^2 \frac{4 l_\delta}{\pi \delta}; \quad (1.6)$$

где индуктивность лобового рассеяния можно найти по приблизительной формуле:

$$L_{\text{лоб}} = 0,34 \cdot \frac{4}{5} \pi \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{1}{p} [l_{\text{лоб}} - 0,64\beta\tau]; \quad (1.7)$$

где: $l_{\text{лоб}}$ — длина лобовой части витка, β — укорочение шага обмотки.

Однако, коэффициенты формулы (1.7) не отражают конфигурацию обмотки, равно как не учитывают расположение лобовых частей над торцами сердечника. Лобовые части описанных в разделе 1.2 конструкций электрических машин представляют собой расположенные параллельно торцам в непосредственной близости от сердечника прямоугольные проводники. В данном случае, применимо использовать формулу для индуктивности лобового рассеяния стержневых трансформаторов с дисковой обмоткой, выведенную Роговским в ряде своих работ [71] и обобщённую в [72]:

$$L = \frac{2\pi w_2^2 u_1 l_{\text{вит}}}{c} \left(\Delta + \frac{a_1 + a_2}{6} \right) \times \left[1 - \frac{1 - e^{-kc}}{kc} \left(1 - 0,5 \frac{\mu - 1}{\mu + 1} e^{-2kb} \{1 - e^{-kc}\} \right) \right] 10^{-7}; \quad (1.8)$$

где: L — индуктивность первичной обмотки трансформатора; $l_{\text{вит}}$ — длина витка катушки первичной обмотки; u_1 — число параллельных ветвей обмотки; w_2 — число витков вторичной обмотки; $k=2\pi/l$; размеры обмоточных проводов указаны на рисунке 1.19.

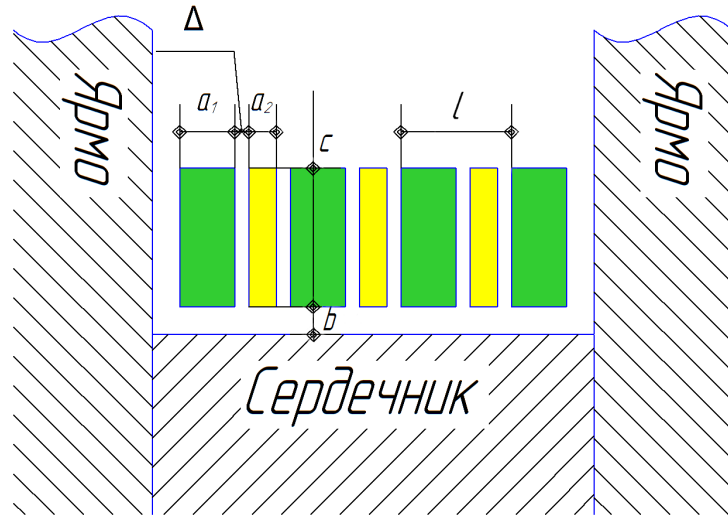


Рисунок 1.19. Обозначения к формуле (1.8)

Формула (1.8) позволяет наблюдать зависимость индуктивности катушки из проводника прямоугольного сечения от её габаритных размеров и расположения относительно сердечника. Однако, данная формула не учитывает сдвига фаз статора, и в данном виде неприменима для расчёта трёхфазных обмоток статоров электрических машин, содержащих в себе одинаковое число витков фаз.

Для исследования формы магнитного поля обмотки из проводника переменного сечения, необходимо рассчитать распределение тока по объёму обмотки. Это становится возможным при решении трёхмерной задачи, поскольку различные части витка лежат в плоскостях, непараллельных друг другу. С учётом некоторых допущений, можно рассмотреть плоскую магнитоостатическую задачу, например, в полосковых проводниках [73].

В случае, если диэлектрическая и магнитная проницаемости проводника равны единице, векторное пространство тока совпадает в по форме с векторами стационарного электрического поля. Для определения векторного пространства электрического поля, можно ввести комплексный потенциал, представленный суммой функции потока $U(x,y)$ и скалярного потенциала $V(x,y)$:

$$W(z) = U(z) + jV(z); \quad (1.9)$$

и решить задачу в частных производных с граничными условиями Дирихле:

$$\frac{\partial^2 W}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 W}{\partial y^2} = 0; \quad (1.10)$$

Решение этой задачи с применением конформных преобразований, позволяющих избавиться от проблем сходимости решений в области прямых углов проводника, приводит к следующим картинам линий растекания тока, изображённым на рисунке 1.20.

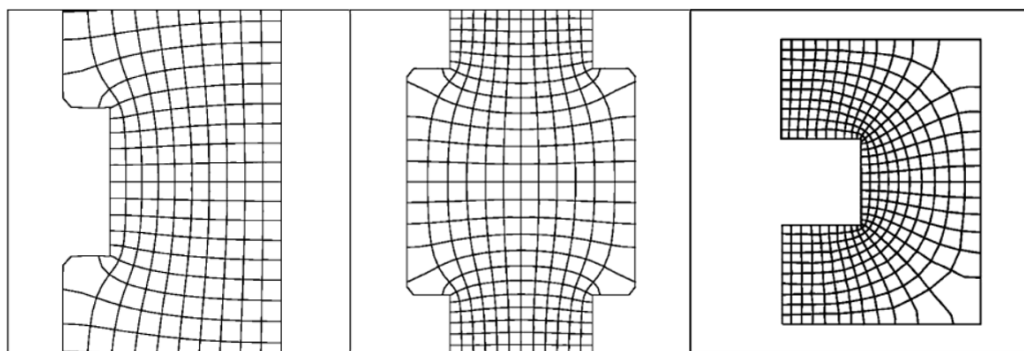


Рисунок 1.20. Линии тока в проводниках переменного сечения

Однако, количественное решение поставленной задачи распределения электростатического потенциала возможно только численными методами. В связи с приведёнными недостатками существующих методик расчёта электромагнитного поля обмоток электрических машин, предлагается использовать численный метод расчёта с применением метода конечных элементов. Данный метод реализован в ряде прикладных компьютерных программ, что позволяет автоматизировать процесс расчёта электрических машин.

Известны работы по исследованию электромагнитного поля в лобовых частях электрических машин [74-76], решаемые в том числе в смежных задачах распределения тепла и виброакустических колебаний. Одна из существующих методик исследования электромагнитного поля предусматривает разбиение статора машины на зоны с плоско-параллельным и несимметричным полем. Это позволяет сократить расчётное время, однако, не учитывает краевые эффекты, проявляющиеся вблизи плоскостей торцов сердечника. Для анализа результатов моделирования необходимо разработать методику перехода от двухмерных к трёхмерным задачам. Пример разбиения статора электрической машины на зоны

моделирования представлен на рисунке 1.21. Индуктивность катушек можно вычислить, проинтегрировав энергию поля по объёму (или плоскости соответственно) модели.

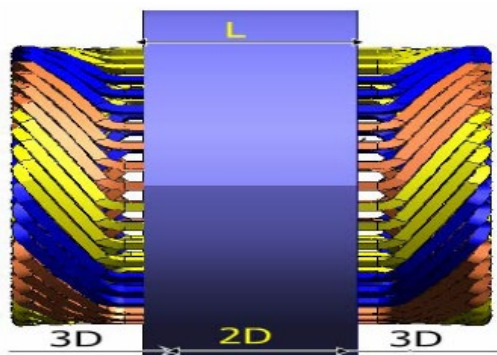


Рисунок 1.21. Области электромагнитного поля в статоре

В таком случае, для расчёта электромагнитных полей в области лобовых частей электрических машин с обмотками из провода круглого сечения с помощью конечно-элементного анализа, в модели допускается большое количество упрощений, таких, как [75]:

- При моделировании области лобовых частей, каждый из лобовых проводников представляется отдельным источником тока, окружённым воздушной средой;
- Все проводники одной катушки обмотки представляются одним проводником прямоугольного сечения, приблизительно равным суммарной площади поперечного сечения проводников одного паза, сложная конфигурация лобовых частей в пространстве при этом аппроксимируется до элементарных параллелепипедов;
- Граница модели выбирается на плоскости торца сердечника статора, при этом граничные условия в плоскости сердечника являются симметричными (для сердечника $\mu = \infty$), а в окружающей среде выбираются граничные условия Неймана с нулевым тангенциальным потоком (для воздуха $\mu = 0$).

Численное моделирование позволит с достаточной точностью учесть зависимость различных параметров машин переменного тока с компактной обмоткой от особенностей конструкции. При исследовании полей машин переменного тока нестандартной конструкции был выбран численный метод конечных элементов, реализованный в пакетах *Elcut* и *Comsol*.

1.4. Выводы

1. Проведён обзор перспективных разработок новых типов машин переменного тока, позволяющих повысить энергоэффективность, либо сократить затраты активных и конструкционных материалов.

2. Современные технологии исполнения электрических машин высокой энергоэффективности (классы IE3, IE4, IE5) базируются на увеличении затрат материалов и, следовательно, увеличении стоимости электрических машин.

3. Одним из перспективных путей увеличения энергоэффективности и снижения металлоёмкости является исследование машин переменного тока с двухслойной компактной обмоткой, содержащей несколько проводников в слое, позволяющей значительно сократить вылет лобовых частей.

4. Для исследования электрических, электромагнитных и тепловых процессов в машинах с компактными обмотками, в диссертации выбрано моделирование методом конечных элементов, реализованных в пакетах *Elcut* и *Comsol*.

2. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ ОБМОТОК СТАТОРА МКОС

Критический анализ конструкций обмоток электрических машин, позволяющих повысить эффективность и уменьшить материалоемкость, позволил определить направление исследований по теме диссертации. В данной главе диссертации приведено описание особенностей предложенного электромеханического преобразователя на примере асинхронной машины с усовершенствованной структурой лобовых частей обмотки, названной в исследовании машиной с компактной обмоткой статора (МКОС). Предложенная компактная обмотка позволяет разместить электронные блоки управления асинхронной машиной непосредственно в корпусе электромеханического преобразователя. В качестве прототипа для исследований взяты машины с обмотками компактной конструкции, описанные в патенте [65] и публикации [66]. Здесь двухслойная волновая обмотка из прямоугольного провода уложена в пазы сердечника так, что вылет лобовых частей значительно снижается. Недостатком данной конструкции является возможность размещения в пазу только двух проводников. При этом увеличить число витков фазы обмотки и, соответственно, номинальное напряжение, можно только увеличением числа полюсов. При увеличении частоты тока обмотки статора увеличиваются потери в активных проводниках, что снижает энергетическую эффективность машины. Также отсутствует возможность размещения электронных блоков управления в корпусе машины над ярмом сердечника статора, т.к. в рассмотренной конструкции обмотки прототипа это пространство занято проводниками, соединяющими полуветви фаз обмотки. Размещение электронных блоков управления в прототипе требует дополнительных затрат конструкционных и активных материалов.

2.1. Влияние конструкции лобовых частей обмотки статора на конструктивные параметры МКОС

С целью повышения номинального напряжения фазы обмотки статора машины, в данном диссертационном исследовании рассмотрена оригинальная конструкция статора машины с компактной двухслойной волновой обмоткой, позволяющая разместить в пазу несколько проводников в слое [12]. В такой машине, с целью уменьшения вылета лобовых частей обмотки статора, также предлагается использовать волновую обмотку, лобовые проводники которой строго параллельны торцевой поверхности сердечника статора и не пересекаются, а участки соединения активных и лобовых частей («перемычки») имеют площадь поперечного сечения, меньше площади поперечного сечения активных проводников. Это позволяет в торцевом пространстве над зубцово-пазовой зоной, свободном от перемычек, располагать лобовые части других витков. При наличии нескольких эффективных проводников в слое, лобовые проводники располагаются один над другим, а перемычки имеют разную длину, соответственно своему положению в пазу.

На рисунке 2.1 изображён виток компактной обмотки статора.

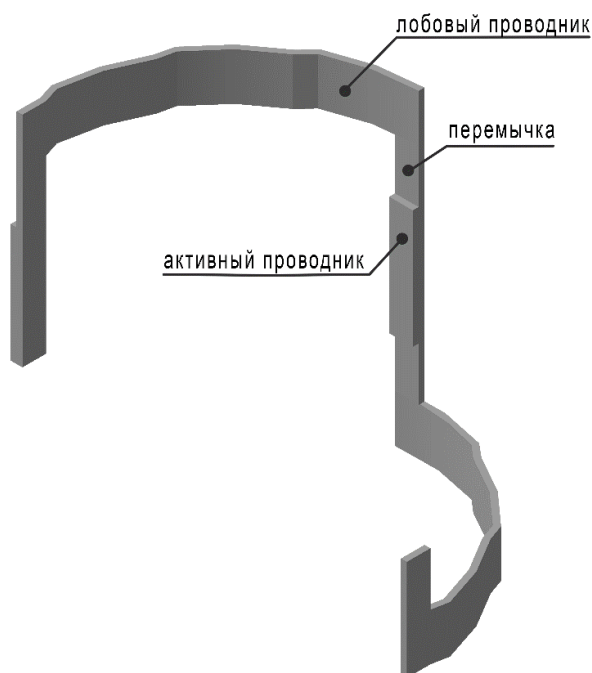


Рисунок 2.1. Виток компактной обмотки

Виток компактной волновой обмотки включает два активных проводника, два лобовых проводника и четыре перемычки, соединяющие активные и лобовые проводники. Видно, что перемычки имеют уменьшенное сечение, в данном случае составляющее половину площади сечения активных или лобовых проводников. Лобовые проводники соединяют активные проводники разных слоёв. Левый активный проводник принадлежит верхнему слою обмотки, а правый — нижнему.

Выполнение торцевой части машины с компактной обмоткой статора со стороны выводов фаз иллюстрирует рисунок 2.2. Здесь показан фрагмент сердечника 1 статора машины с ротором 2, воздушным зазором 3, одним из пазов 4 с клином 5. В пазу статора 4 уложена двухслойная обмотка из прямоугольного проводника.

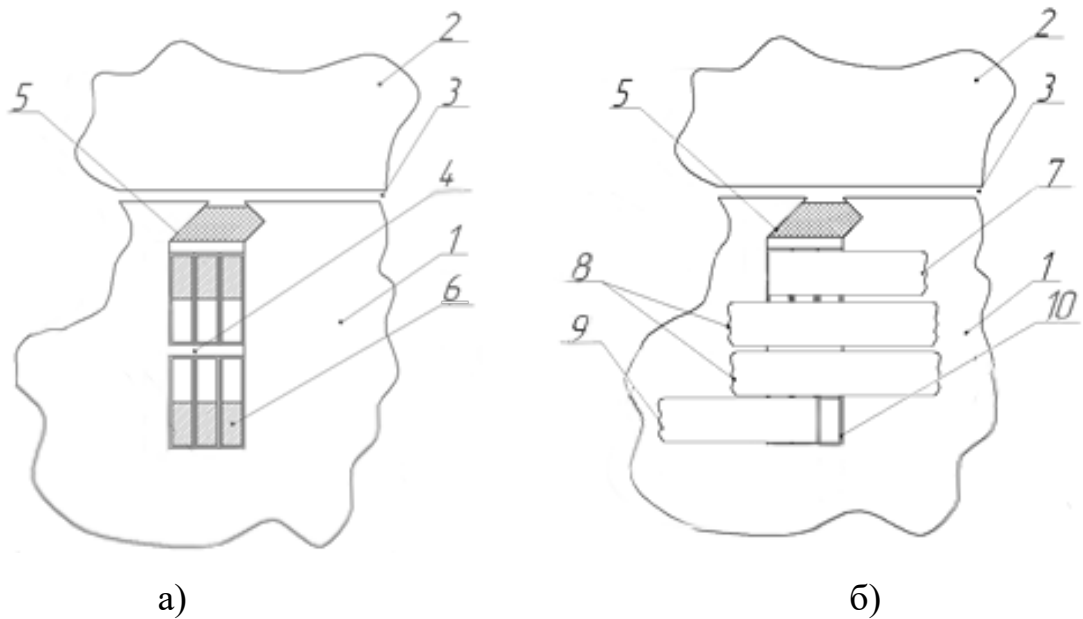


Рисунок 2.2. Паза статора электромагнитного ядра МКОС

На рисунке 2.2а видна форма активных проводников обмотки статора. Они размещены в пазах в два слоя. Места соединения активных и лобовых проводников заштрихованы. Видно, что площади этих мест соединения составляют половину площади поперечного сечения активных проводников. Показан активный проводник 6, соединенный с выводом фазы обмотки.

Группы активных проводников разных слоев (по 3 в слое) соединены группами лобовых проводников. Лобовые проводники этих групп параллельны

между собой и параллельны торцам сердечника статора [77]. На рисунке 2.2б группы лобовых проводников 7 соединяют полуветви фазы обмотки. Группа проводников 8 — лобовые проводники витков обмотки. Группа проводников 9 соединяет ветви фазы. Проводник 10 является выводом фазы, соединённым с активным проводником 6.

При средней и большой мощности ($P_2 > 10 \text{ кВт}$) машины, а также глубоких пазах сердечника статора, компактная обмотка выполняется из нескольких двухслойных частей, разнесённых по высоте пазов [77]. Такое решение позволяет, по сравнению с прототипом, повысить номинальное напряжение машины при сохранении числа пазов сердечника статора и снизить потери от вихревых токов при значительных частотах.

Обмотку из прямоугольного проводника традиционно укладывают в прямоугольные пазы для увеличения заполнения площади паза медью. При больших значениях магнитных напряжений это приводит к увеличению насыщения зубцов. Однако, с увеличением числа пазов сердечника этот эффект ослабевает, и при большом количестве пазов ($Z_1 > 40$) прямоугольная форма паза не приводит к осязательному увеличению насыщения трапецеидальных зубцов сердечника, поскольку ширина зубца в штампе и в наиболее узком месте отличается незначительно ($> 20\%$).

В СамГТУ предложены новые решения для снижения эффекта насыщения зубцов при выполнении обмотки из проводников прямоугольного сечения. Возможно выполнение пазов в виде нескольких, различных по ширине, частей прямоугольного сечения, т.н. «квазипрапецеидальных» пазов [78]. На рисунке 2.3а изображено такое выполнение пазов сердечника статора, а на рисунке 2.3б — трапецеидальных пазов сердечника.

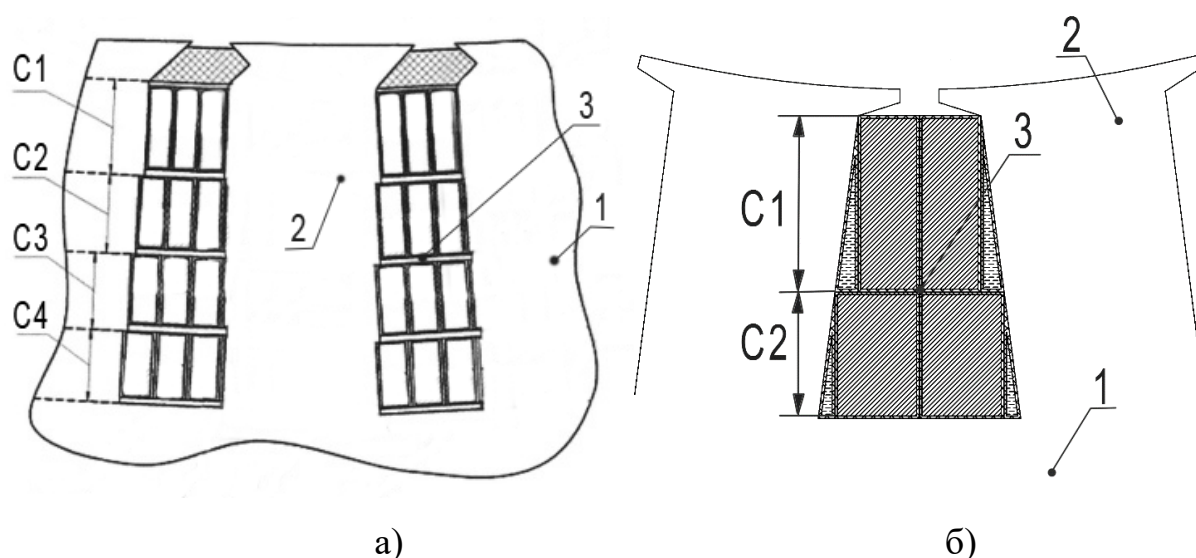


Рисунок 2.3. Размещение проводников в пазах статора МКОС

В каждой части паза прямоугольного сечения размещается один из слоёв компактной обмотки статора. Проводники различных слоёв имеют равную площадь поперечного сечения, но различные размеры проводников. На рисунке 2.3а показан сердечник 1 и слои проводников обмотки С1..С4. Они размещены в квазитрапецеидальных пазах 3, а ширина зубцов 2 меняется ступенчато. Здесь изображена обмотка статора из двух частей, каждая из которых — двухслойная.

Также возможно размещение двухслойной обмотки из прямоугольного провода в трапецеидальном пазу, защищённое патентом с участием соискателя [79] и описанное в первом и пятом пункте формулы изобретения. Личный вклад соискателя состоит в разработке методики расчёта размеров активных проводников, а также жидкостного охлаждения предложенной компактной обмотки, описанном в 2..6 пунктах формулы изобретения. На рисунке 2.3б изображён один из вариантов конструкции двухслойной обмотки статора, состоящей из одной части. Слои С1 и С2 размещены в трапецеидальных пазах 3 сердечника 1 с прямоугольными зубцами 2. Из рисунка видно, что площади сечения проводников разных слоёв равны, хотя проводники различаются по высоте и ширине. Изобретение позволяет разместить активные проводники с учётом размеров паза «в свету», толщины изоляции и номинального тока фазы машины.

Из иллюстраций можно видеть, что в электрической машине в пазах сердечника статора расположена двухслойная волновая обмотка, активные проводники верхнего слоя которой расположены в пазах ближе к зубцовой поверхности этого сердечника, а активные проводники нижнего слоя — в тех же пазах ближе к ярму. Лобовые проводники, посредством которых соединены активные проводники витков и витковых групп обмотки, размещены над зубцово-пазовой зоной сердечника, при этом площадь поперечного сечения лобовых проводников, в местах их соединения с активными проводниками обмотки, меньше площади поперечного сечения соединяемых активных проводников. При наличии нескольких ветвей в фазе обмотки статора, электрическая машина также снабжена дополнительными лобовыми проводниками для соединения ветвей фаз, которые соединяют активные проводники пазов, в которых расположены проводники начал фаз обмотки, с активными проводниками пазов, в которых расположены проводники концов одноименных фаз этой обмотки. Отличие предложенной компактной обмотки состоит в том, что активные проводники соединены по длине катушки в обратной последовательности: первый проводник одного паза соединен с последним проводником следующего паза, второй проводник одного паза соединен с предпоследним проводником следующего паза и т.д., а последний проводник одного паза соединен с первым проводником следующего паза. Лобовые проводники, соединяющие ветви фаз, расположены над торцевой поверхностью зубцовой зоны сердечника с теми частями пазов, где находится слой обмотки, активные проводники которого они соединяют, а места соединений лобовых проводников с активными проводниками, посредством которых соединены активные проводники витков, расположенные в той части торцевой поверхности зубцовой зоны сердечника, над которой находятся лобовые проводники для соединения ветвей фаз, расположены со стороны центров пазов сердечника [12].

В данной диссертации исследуется описанная выше конструкция компактной обмотки с несколькими ветвями. Рассмотрим конкретный случай двухслойной волновой обмотки из трёх ветвей, что эквивалентно трём активным проводникам в

слое обмотки статора. Для сосредоточенной обмотки с диаметральной шагом, в каждом пазу находятся витки только одной фазы. При этом один из слоёв принадлежит первой полуветви, а другой слой — второй полуветви, отличающимся направлением шага обмотки. Количество проводников в слое обмотки определяет количество ветвей фазы, которые могут подключаться последовательно или параллельно.

На рисунке 2.4 изображена группа активных и лобовых проводников, а также перемычек, принадлежащих одному слою обмотки.

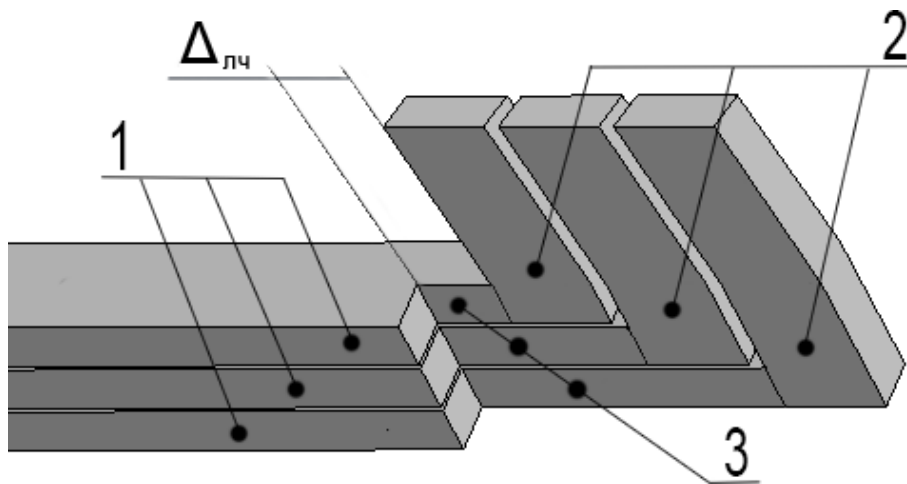


Рисунок 2.4. Группа проводников одного слоя обмотки

Активные проводники расположены горизонтально и обозначены 1, а лобовые проводники перпендикулярны им и обозначены 2. Здесь перемычки 3, соединяющие активные и лобовые проводники, имеют сечение, равное половине сечения активного проводника. Для предотвращения перекрещивания лобовых проводников, перемычки имеют различную длину, зависящую от положения активного проводника в слое. На рисунке 2.4 приведена конструкция, в которой лобовые части расположены с немагнитным зазором от торцов сердечника статора, равным по длине самой короткой перемычке 3. Особенностью компактной обмотки является возможность изменения величины немагнитного зазора, и вылета лобовых частей. Эти особенности необходимо учитывать при расчёте параметров и размеров компактных обмоток.

Поскольку перемычки расположены с внешних сторон паза, со стороны ярма сердечника для нижнего слоя и со стороны воздушного зазора для верхнего слоя, пространство над серединой паза остаётся незанятым и позволяет разместить в нём лобовые проводники, принадлежащие виткам других пазов. Благодаря этому, лобовые проводники, принадлежащие разным виткам, не перекрещиваются.

Активные проводники по высоте паза укладываются вертикально, поскольку это позволяет расположить большее число лобовых проводников в пространстве между перемычками. В то же время, для такой конструкции необходимо исследовать эффект вытеснения тока, поскольку в активных проводниках обмоток электрических машин происходит вытеснение тока к воздушному зазору [80]. Необходимо оценить градиент плотности тока по сечению активного проводника на номинальной частоте тока и более высоких частотах, которые возникают при частотном управлении и несинусоидальном магнитном потоке [81].

На рисунке 2.5 изображён статор машины с компактной обмоткой статора и подключенными к фазам блоками управления.

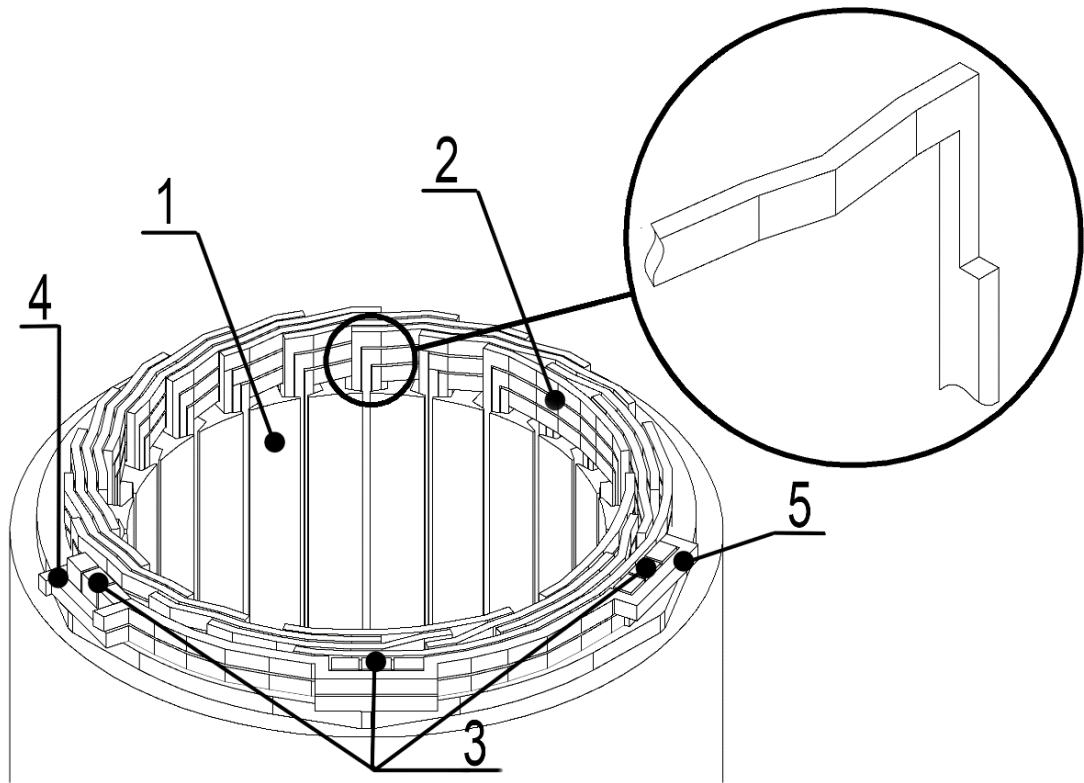


Рисунок 2.5. Торцевая зона статора МКОС с жидкостным охлаждением и электронным управлением

На рис. 2.5 обозначен сердечник статора 1, трёхфазная обмотка 2, размещённая в пазах этого сердечника, а также блоки электронного управления 3, подключенные к выводам фаз этой трёхфазной обмотки и к шинам постоянного тока 4 и 5. Блоки управления аналогичны рассматриваемым в патенте [63]. Местный вид места соединения активного и лобового проводника иллюстрирует конструкцию компактной обмотки, сокращающей вылет лобовых частей.

Таким образом, благодаря новой предложенной конструкции компактной обмотки становится возможным увеличить номинальное напряжение электрической машины и разместить в пазу большее количество проводников. При возможности расположения в пазу слоёв обмотки в количестве, превышающем два (например, в машинах высокой мощности и с глубоким пазом), предлагается размещать несколько двухслойных частей обмотки, разнесённых по высоте паза и подключенных параллельно или последовательно.

Сравним выполнение обмотки статора МКОС с традиционной обмоткой.

Традиционные обмотки из прямоугольного провода формируются на специальном станке, а потом укладываются в полуоткрытые или открытые, преимущественно, прямоугольные, пазы сердечника. Лобовые части отгибаются на угол, допустимый по условиям механической прочности проводника и изоляции и напряжению пробоя изоляции. В связи с этим, вводится величина m , соответствующая синусу угла отгиба лобовых частей [69]:

$$m = \sin\alpha = \frac{b_{лп} + 3,5}{t_z}; \quad (2.1)$$

где: 3,5 мм — допустимое расстояние между медью проводников соседних катушек, обозначенное S на рисунке 2.6, $b_{лп}$ — ширина лобового проводника, t_z — зубцовое деление.

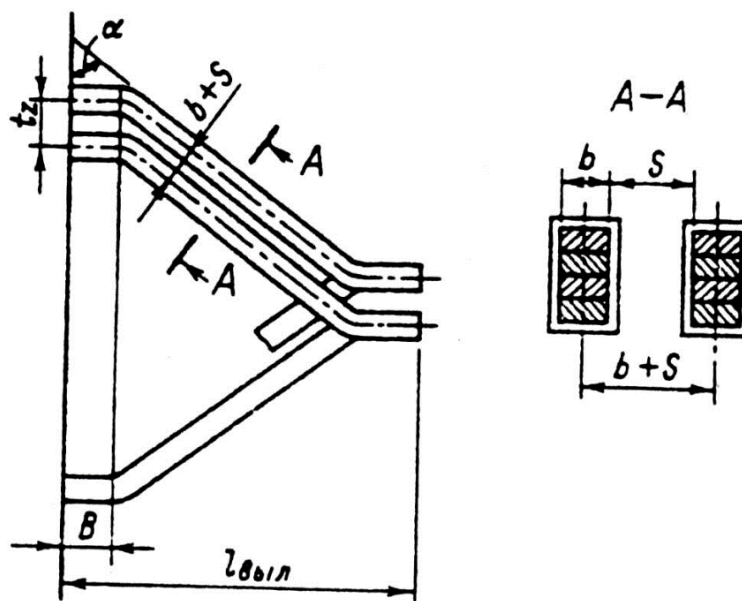


Рисунок 2.6. К расчёту параметров лобовых частей обмотки традиционной конструкции

Коэффициенты для расчёта длины лобового проводника и вылета лобовых:

$$k_{\text{л}} = \frac{1}{\sqrt{1 - m^2}}; \quad (2.2)$$

$$k_{\text{выл}} = \frac{k_{\text{л}} m}{2}. \quad (2.3)$$

Ширина одной катушки фазы определяется из количества полюсов обмотки и её шага:

$$b_{\text{КТ}} = \frac{\pi(D + h_{\text{П}})\beta}{2p}; \quad (2.4)$$

где: D — внутренний диаметр сердечника, $\beta = y/\tau$ — коэффициент укорочения шага обмотки, $h_{\text{П}}$ — высота паза.

Длина лобового проводника $l_{\text{л}}$ и вылет лобовых частей $l_{\text{выл}}$:

$$l_{\text{л}} = k_{\text{л}} b_{\text{КТ}} + 2\Delta_{\text{лч}} + h_{\text{П}}; \quad (2.5)$$

$$l_{\text{выл}} = k_{\text{выл}} b_{\text{КТ}} + \Delta_{\text{лч}} + 0,5h_{\text{П}}; \quad (2.6)$$

где: $\Delta_{лч}$ — разница между длиной прямолинейной части одного полувитка и длиной активного проводника, т.е. расстояние между торцом сердечника и сгибом катушки, определяется классом напряжения машины и для класса $<660 В$ равно 25 мм.

Таким образом, уменьшения угла отгиба проводников катушки и, соответственно, вылета лобовых частей можно добиться увеличением расстояния между катушками, расположенными в соседних пазах, т.е. увеличением зубцового деления. Однако, по конструктивным особенностям сердечников электрических машин, это зачастую невозможно. На практике, углы отгиба составляют от 25 до 45 градусов.

Массу лобовых частей традиционной статорной обмотки как из прямоугольного, так и круглого провода, можно рассчитать, зная количество проводников в каждом слое двухслойной обмотки и количество пазов сердечника, в которые данная обмотка уложена, а также сечение одного проводника:

$$Q_{\text{лоб}} = 2Z_1 n_1 \rho S_{\text{лп}} l_{\text{л}}. \quad (2.7)$$

где: n_1 — количество эффективных проводников в слое, Z_1 — число пазов сердечника, ρ — плотность материала, $S_{\text{лп}} = S_{\text{ан}}$ в общем случае.

Рассмотрим особенности обмотки статора МКОС.

Вылет лобовых частей компактной обмотки зависит от количества проводников в слое, от величины немагнитного зазора между лобовыми частями и торцами сердечника, а также от высоты одного лобового проводника. Лобовые проводники размещаются параллельно торцам сердечника в пространстве, не занятом перемычками, соединяющими лобовые проводники с активными, и ширина каждого лобового проводника обратно пропорциональна относительному шагу обмотки.

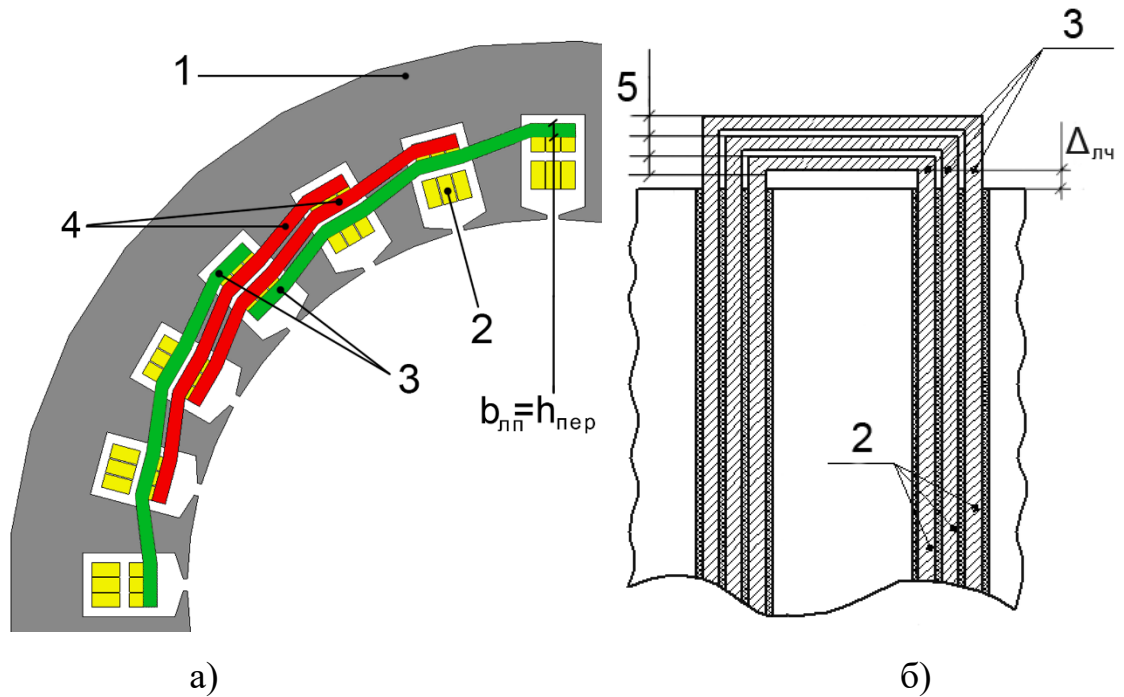


Рисунок 2.7. К расчёту длины лобовых проводников (а) и вылета лобовых частей (б)

На рисунке 2.7 приведены пояснения расчёту размеров лобовых частей компактной обмотки. На рисунке 2.7а изображён вид сверху сектора статора машины с сердечником 1, в пазах которого размещены активные проводники 2. Лобовые проводники, принадлежащие виткам одного паза, отмечены 3 и окрашены в зелёный цвет. Лобовые проводники витков, размещённые в соседних пазах, отмечены 4 и окрашены в красный цвет. Они располагаются в пространстве между перемычками, соединяющими активные проводники и лобовые проводники 3. На рис. 2.7а изображена ширина лобового проводника $b_{лп}$ и высота перемычки $h_{пер}$. На рисунке 2.7б схематично изображен вид сбоку сечения сердечника с размещёнными в его пазах тремя активными проводниками 2 одного слоя. Видно, что лобовые проводники 3 разнесены равномерно по вертикали на одинаковое расстояние 5. Отсюда следует, что вылет лобовых частей прямо пропорционален числу активных проводников в слое обмотки. На рис. 2.7б изображён зазор между торцом сердечника и лобовой частью $\Delta_{лч}$.

Для компактной сосредоточенной обмотки статора с диаметральным шагом выведены следующие формулы, опубликованные в работах за авторством

соискателя [82,83]. Личный вклад соискателя состоит в получении выражений для расчёта конструктивных параметров компактных обмоток. Ширина лобовых проводников обмотки статора МКОС на стороне выводов фаз:

$$b_{\text{лп}} = \frac{h_{\text{п}} - 2h_{\text{пер}}}{y/t_{z1} - 1}; \quad (2.8)$$

где: $b_{\text{лп}}$ – ширина изолированных лобовых проводников; $h_{\text{п}}$ – высота паза; $h_{\text{пер}}$ – высота перемычки — места соединения активных и лобовых проводников (в данной диссертации рассматривается конструкция, когда высота перемычки равна половине высоты активного проводника $h_{\text{пер}}=h_n/2$), y — шаг обмотки.

Высота лобовых проводников, при условии равенства сечений активных и лобовых проводников, определяется как:

$$h_{\text{лп}} = \frac{S_{\text{ап}}}{b_{\text{лп}}}; \quad (2.9)$$

где: $h_{\text{лп}}$ – высота изолированных лобовых проводников; $S_{\text{ап}}$ – сечение изолированных активных проводников.

Вылет лобовых частей обмотки статора МКОС, в каждом слое которой находится n_1 проводников, и лобовые проводники которой расположены с зазором $\Delta_{\text{лч}}$ относительно сердечника:

$$l_{\text{выл}} = n_1 h_{\text{лп}} + \Delta_{\text{лч}}; \quad (2.10)$$

Здесь $\Delta_{\text{лч}}$ выбирается из условий нагрева торцевых зон МКОС.

Длина проводников лобовой части, включающей перемычки и лобовые проводники, для лобовых проводников витков обмотки, близка к сумме длины дуги, соединяющей противоположные стороны пазов, в которых размещены проводники одного витка, и усреднённой длины перемычки [82]. Усреднение длины перемычки необходимо, так как лобовые проводники расположены в группах один над другим. В связи с этим, перемычки уменьшенного сечения,

соединяющие активные проводники с лобовыми, имеют различную длину. Средняя длина перемычки равна:

$$l_{\text{пер}}^{\text{ср}} = \frac{(n_1 - 1)}{2} h_{\text{лп}} + \Delta_{\text{лч}}. \quad (2.11)$$

Расстояние между активными проводниками одного витка равно [82]:

$$l_{\text{лоб}} = \sqrt{\left(h_{\text{п}} + \left[\frac{D}{2} + h_{\text{ш}} \right] \left[1 - \cos \frac{2\pi y}{Z_1 t_{z1}} \right] \right)^2 + \left(2b_{\text{п}} \left[\frac{D}{2} + h_{\text{ш}} \right] \sin \frac{2\pi y}{Z_1 t_{z1}} \right)^2}. \quad (2.12)$$

Расчёты показали, что для упрощения можно длину лобового проводника, размещённого параллельно торцам сердечника, принять равной ширине витка, которая находится аналогично (2.4). Тогда длина проводников лобовой части (для обмотки с диаметральной шагом):

$$l_{\text{л}} = l_{\text{лоб}} + 2l_{\text{пер}}^{\text{ср}} = \frac{\pi(D + h_{\text{п}})}{2p} + 2 \left[\frac{(n_1 - 1)}{2} h_{\text{лп}} + \Delta_{\text{лч}} \right]. \quad (2.13)$$

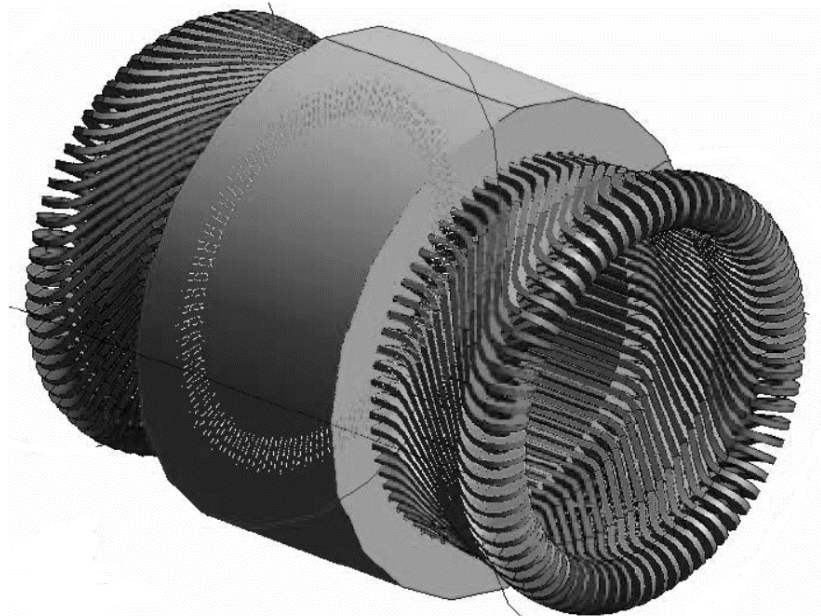


Рисунок 2.8. Твёрдотельная модель ядра статора машины с традиционной обмоткой

На рисунке 2.8 можно видеть, что лобовые части составляют значительный объём традиционной обмотки, поэтому их масса велика. В то же время, масса компактной обмотки уменьшается благодаря сокращению длины лобового

проводника, и уменьшению сечения перемычек, соединяющих активные и лобовые проводники. Это учитывается при расчёте массы лобовых частей обмотки статора МКОС:

$$Q_{\text{лоб}} = 2Z_1 n_1 \rho S_{\text{лп}} \left(\frac{\pi(D + h_{\text{п}})}{2p} + \left[\frac{(n_1 - 1)}{2} h_{\text{лп}} + \Delta_{\text{лч}} \right] \right). \quad (2.14)$$

Для пояснения методики расчёта размеров лобовых частей обмотки статора МКОС ниже показано сравнение результатов расчёта для традиционной и компактной обмоток. Рассчитаны двухслойные волновые обмотки статора из прямоугольного провода многополюсного тягового асинхронного двигателя (ТАД), описанного в [49], имеющего следующие паспортные данные: $P_n = 60 \text{ кВт}$; $f_n = 500 \text{ Гц}$; $n_n = 2000 \text{ об/мин}$. Исходные параметры сердечника и активных проводников обмотки приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

$2p$	Z_1	$D, \text{ мм}$	$t_z, \text{ мм}$	$y, \text{ мм}$	β	n_1
30	180	445	7,76	46,6	1	2
$h_n, \text{ мм}$	$h_{\text{ш}}, \text{ мм}$	$b_n, \text{ мм}$	$\Delta_{\text{лч}}, \text{ мм}$	$h_{\text{ан}}, \text{ мм}$	$b_{\text{ан}}, \text{ мм}$	$S_{\text{ан}}, \text{ мм}^2$
9	1,9	3,65	15	3,55	1,49	5,17

Результаты расчёта размеров лобовых частей традиционной обмотки ТАД, согласно формулам (2.1)..(2.7) приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2

m	k_l	$k_{\text{выл}}$	$b_{\text{кт}}, \text{ мм}$	$l_l, \text{ мм}$	$l_{\text{выл}}, \text{ мм}$	$Q_{\text{лоб}}, \text{ г}$
0,64	1,3	0,416	47,5	120,75	49,3	4013

Результаты расчёта размеров лобовых частей обмотки статора МКОС на базе ТАД, согласно формулам (2.8)..(2.14) приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3

$b_{\text{лп}}, \text{ мм}$	$h_{\text{лп}}, \text{ мм}$	$l_l, \text{ мм}$	$l_{\text{выл}}, \text{ мм}$	$Q_{\text{лоб}}, \text{ г}$
1,09	4,7	75,1	19,4	2584

Сравнение результатов расчёта размеров лобовых частей обмоток статора приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4

	Машина со стандартной обмоткой	Машина с компактной обмоткой	Относительная разница
Вылет лобовых частей $l_{\text{выл}}, \text{мм}$	49,3	19,4	60 %
Длина лобового проводника $l_l, \text{мм}$	120,75	75,1	38 %
Масса лобовых частей $Q_{\text{лоб}}, \text{г}$	4013	2584	35%

Здесь вылет лобовых частей для многополюсного тягового асинхронного двигателя, снизился на 60 %, а длина лобового проводника снизилась на 38 %. Группы лобовых проводников обмотки статора МКОС были размещены непосредственно на торцах сердечника статора без немагнитного зазора $\Delta_{\text{лч}} = 0$. Влияние зазора $\Delta_{\text{лч}}$ на параметры схемы замещения машины описано в главе 3 диссертации. Масса лобовых частей обмотки значительно снижена.

Для улучшения формы ЭДС фаз машин обычно применяют укорочение шага обмотки. Однако, это усложняет конструкцию лобовых частей компактной обмотки и требует других формул расчёта. Для приближения формы ЭДС фаз машины с компактной обмоткой к синусоидальной, возможно выполнить обмотку из нескольких частей, при этом каждую часть обмотки с диаметральной шагом сдвигается в пределах фазной зоны (при этом достигается простота конструкции этих частей). Это применимо при выполнении машины с распределенной обмоткой статора, когда число пазов на полюс и фазу q больше единицы. Обмоточные схемы волновой двухслойной компактной обмотки с укороченным шагом приведены в разделе 2.2 диссертации, а вывод формул расчёта размеров лобовых частей в

обмотках с укороченным шагом и распределённых обмотках выходит за рамки объекта данного исследования.

Таким образом, особенностью усовершенствованной структуры лобовых частей компактной обмотки является возможность выполнения обмотки из нескольких ветвей и возможность изменения немагнитного зазора между лобовыми проводниками и сердечником статора. При этом изменяется длина перемычек уменьшенного сечения между активными и лобовыми проводниками. Это особенности учтены в формулах расчёта конструктивных параметров лобовых частей компактной обмотки статора.

Компактная обмотка позволяет сократить количество затрачиваемых активных материалов, поскольку сокращены длина лобовых проводников и вылет лобовых частей. Так, для многополюсного тягового асинхронного двигателя сокращение вылета лобовых частей составило 60 %, сокращение длины лобового проводника составило 38 %, а экономия меди достигает 35 %.

2.2. Схемы обмоток статора МКОС

Так как одна из особенностей обмоток МКОС заключается в конструкции лобовых проводников, в методику проектирования таких машин входит построение обмоточных схем, включающих как традиционные развернутые схемы, так и новые развернутые торцевые схемы, методика построения которых описана в данном разделе, а также схемы последовательности соединения проводников, на которых наглядно изображается положение отдельных групп проводников лобовых частей и соединений ветвей.

Известны развернутые схемы обмоток электрических машин, на которых обозначаются активные проводники обмоток и лобовые проводники, соединяющие активные проводники разных пазов сердечника. Эти схемы отражают способ выполнения обмотки (петлевая, волновая), шаг обмотки y , в т.ч. величину его укорочения β , число полюсов $2p$, фаз m и пазов сердечника на полюс и фазу q [84]. На рисунке 2.9 показана схема обмотки статора МКОС. Шаг обмотки $y = 3$, обмотка с диаметральной шагом. Машина 4-полюсная с 24 пазами сердечника статора. Пунктиром выделены лобовые проводники торцевых частей статора $TЧ1$ и $TЧ2$. Здесь на стороне $TЧ1$ с выводами фаз расположены лобовые проводники, соединяющие ветви и полуветви фаз, отличающихся направлением намотки волновой обмотки. На рисунке обозначены: $U_1 \dots W_2$ – выводы фаз; $TЧ1$ – торцевая часть с выводами фаз; $TЧ2$ – без выводов.

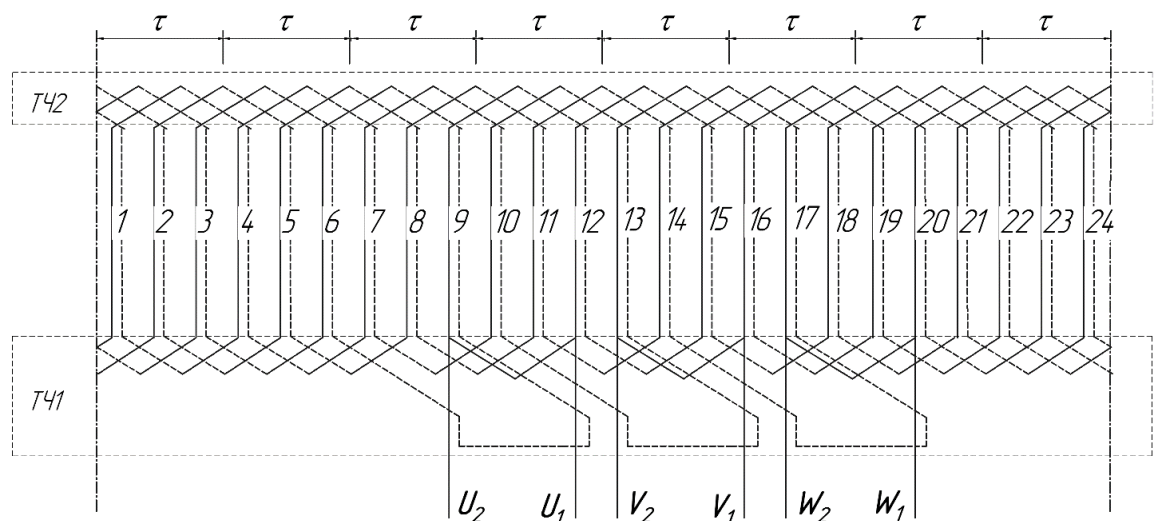


Рисунок 2.9. Развернутая схема обмотки статора с 24 пазами

Для улучшения гармонического состава ЭДС, компактную двухслойную обмотку можно выполнить с укороченным шагом. Лобовые части компактной обмотки при этом выполняются другой формы, допускающей расположение иного количества лобовых проводников в свободном пространстве над зубцово-пазовой зоной статора. При укорочении шага волновой обмотки шаг одного полувитка катушки уменьшается на одно зубцовое деление, а шаг другого полувитка с противоположной стороны — увеличивается на одно зубцовое деление. Укорочение шага обмотки петлевых обмоток позволяет сократить расход обмоточного провода; однако, очевидно, укорочение шага волновой обмотки не приводит к этому эффекту. На рисунке 2.10 показан фрагмент обмоточной схемы одной части компактной обмотки статора машины с укорочением шага $\beta=5/6$ и $Z_1=48$.

Здесь число лобовых проводников различных торцевых частей отличается, и это влечёт изменения в конструктивных особенностях компактных обмоток. Размещение в том же пространстве между переключками уменьшенного сечения одного дополнительного лобового проводника, согласно (2.7), приводит к тому, что ширина лобовых проводников на торце с удлинением шага уменьшается, а высота увеличивается.

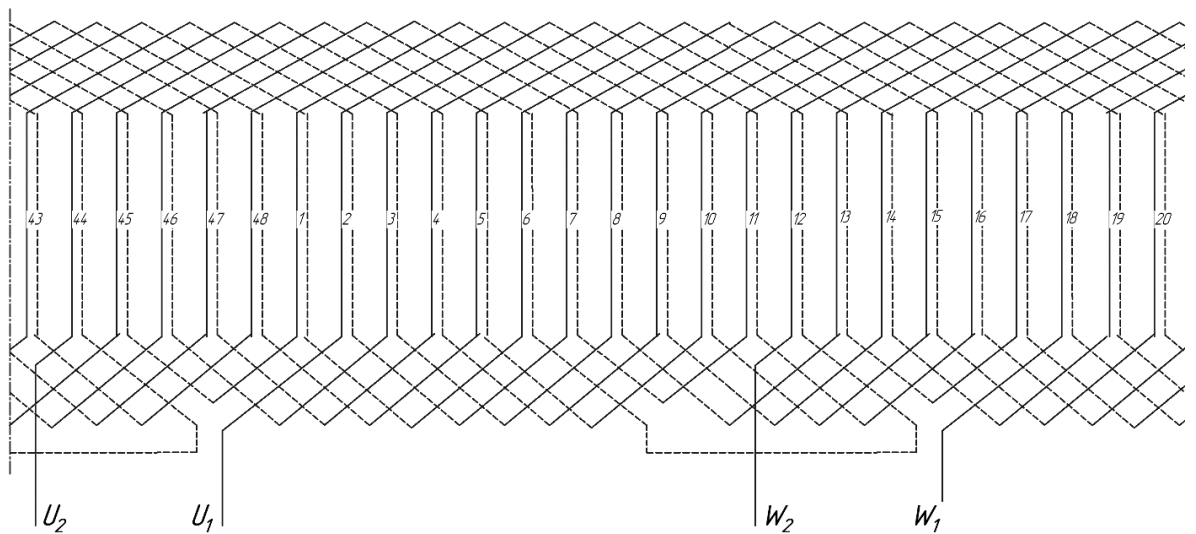


Рисунок 2.10. Фрагмент схемы распределённой обмотки статора

Известны круговые торцевые схемы обмоток, изображающие способы соединения лобовых проводников на торцах сердечника [85]. Они представляют собой проекцию вида сердечника с уложенной в его пазы обмоткой на плоскость, перпендикулярную оси вращения. Круговая торцевая обмотка может изображать лобовые проводники одного или обоих торцов сердечника. Активные проводники при этом обозначаются точками или окружностями. Лобовые проводники на схеме соединяют активные и обозначены дугами окружностей. На рисунке 2.11 проиллюстрирована торцевая схема обмотки статора трёхфазной четырёхполюсной машины с 24 пазами и числом пазов на полюс и фазу $q=2$. Цифрами обозначены пазы сердечника статора, $U1..W2$ обозначены выводы трёхфазной обмотки.

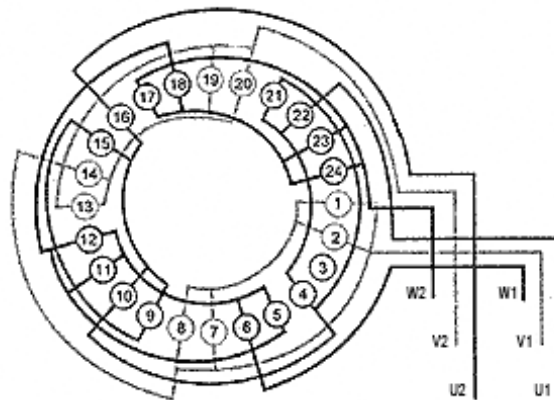


Рисунок 2.11. Круговая торцевая схема обмотки статора

Рассмотрим недостаток таких торцевых схем. Такие схемы не изображают количество лобовых проводников, принадлежащих различным катушкам обмотки и проходящих над зубцово-пазовой зоной статора. Круговая торцевая схема не отражает выполнение двухслойной компактной обмотки и не учитывает количество лобовых проводников, размещённых в пространстве между перемычками, принадлежащими проводникам одного паза сердечника. Следовательно, для компактных обмоток с непересекающимися лобовыми частями необходимо построение торцевых схем другого типа.

Рассмотрим методику построения развернутой торцевой схемы на примере статора многополюсного тягового асинхронного двигателя [49]. Двухслойная

обмотка выполнена из двух ветвей, соединённых последовательно. При этом расположение активных проводников в пазу аналогично рисунку 2.3а.

Личный вклад соискателя состоит в разработке следующей методики построения развернутых торцевых схем компактных обмоток [82].

1. *Изображение активных проводников обмотки.* На схемах для каждого паза сердечника парой вертикальных отрезков изображают группы активных проводников обмотки каждого слоя: сплошными отрезками обозначают группы проводников верхнего слоя, а пунктирными — нижнего слоя. Каждый конец вертикального отрезка изображает совокупность выводов активных проводников одной группы в одном слое каждого паза, являющихся перемычками уменьшенного сечения. При этом, правые верхние концы пар вертикальных отрезков схемы и левые нижние концы пар этих отрезков изображают выводы групп активных проводников, находящихся на одной торцевой поверхности сердечника. А левые верхние концы пар вертикальных отрезков схемы и правые нижние концы этих пар изображают выводы групп активных проводников, находящихся на другой торцевой поверхности сердечника.

2. *Изображение лобовых проводников обмотки.* Чтобы изобразить группы лобовых проводников витков обмотки над одной торцевой поверхностью сердечника, проводят наклонные отрезки, соединяющие верхние или нижние концы сплошных вертикальных отрезков с нижними или верхними концами пунктирных вертикальных отрезков, изображающих выводы групп активных проводников слоев, в соответствии с шагом обмотки. Соединяя левые верхние концы пар вертикальных отрезков с правыми нижними концами пар, получаем схему лобовых витковых соединений с одного торца сердечника. Соединяя правые концы пар с левыми концами пар, получаем схему лобовых витковых соединений с другого торца сердечника. Можно построить одну схему для двух торцов, но она получается громоздкой и недостаточно наглядной. Поэтому методика предполагает построение двух схем – отдельно для каждого торца машины.

3. *Построение торцевой схемы без выводов фаз обмотки.* Для её построения достаточно двух предыдущих этапов методики, т.к. на ней не изображаются

лобовые проводники, соединяющих полуветви и ветви фаз обмотки, а также выводы фаз.

4. *Построение торцевой схемы с выводами фаз обмотки.* Для её построения необходимо провести следующие дополнительные построения. Изображают группы лобовых проводников, соединяющих полуветви и ветви фаз обмотки, горизонтальными отрезками. Пунктирными отрезками изображают группы лобовых проводников, соединяющих активные проводники нижних слоев, расположенные над ярмом сердечника. Сплошными отрезками изображают группы лобовых проводников, соединяющих активные проводники верхнего слоя. Эти группы лобовых проводников расположены со стороны воздушного зазора. Выводы начал и концов фаз могут быть сделаны из верхнего или нижнего слоя активных проводников.

На рисунке 2.12 показан результат построения развернутой схемы торцевой зоны с выводами фаз обмотки статора машины на 180 пазов.

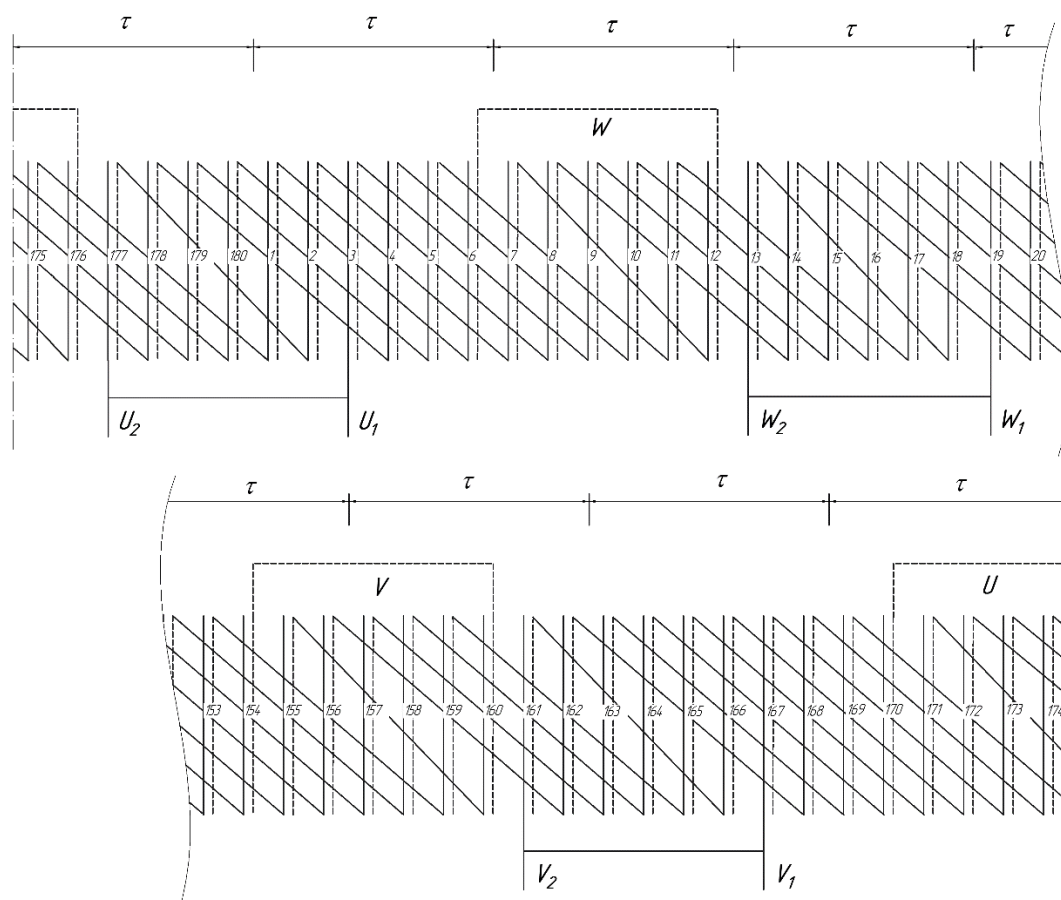


Рисунок 2.12. Развёрнутая торцевая схема компактной обмотки статора

Нижние концы сплошных линий, обозначающих группы активных проводников верхних слоев частей обмотки, изображают концы активных проводников этих слоев и места соединения этих проводников с лобовыми проводниками. Верхние концы пунктирных линий обозначают концы активных проводников нижних слоев и места соединения этих проводников с лобовыми проводниками. Наклонные линии — это группы лобовых проводников. На рисунке 2.12 показана схема, когда выводы фаз и проводники, соединяющие ветви фаз, находятся в верхнем слое обмотки, а проводники, соединяющие полуветви — в нижнем. Здесь обозначены: τ — полюсное деление; $U_1..W_2$ — выводы фаз обмотки.

Анализ расположения лобовых проводников над торцами сердечника статора по схеме рисунка 2.12 показывает, что в пространстве, не занятом соединением активных и лобовых проводников, в каждой части обмотки находится пять групп лобовых проводников, включая соединения полуветвей и ветвей фаз обмотки.

На развёрнутой торцевой схеме сплошными и пунктирными вертикальными отрезками обозначаются активные проводники двух слоёв обмотки. Однако, развёрнутая торцевая схема не показывает количество проводников в слое обмотки, равно как не показывает количество лобовых проводников в группе, соединяющих активные проводники обмотки одного паза. Данная схема позволяет рассчитать параметры лобовых частей, однако, она не иллюстрирует наглядно расположение обмотки в пазах сердечника. Поэтому методика проектирования МКОС, опубликованная в работе за авторством соискателя [83], предусматривает построение схем последовательности соединения активных проводников с лобовыми проводниками. Личный вклад соискателя состоит в разработке методики построения схем последовательности соединения проводников для компактных обмоток. На рисунке 2.13 изображена такая схема для обмотки статора, соответствующей схеме на рис. 2.12. Показан вариант с параллельным соединением двух ветвей фазы U обмотки.

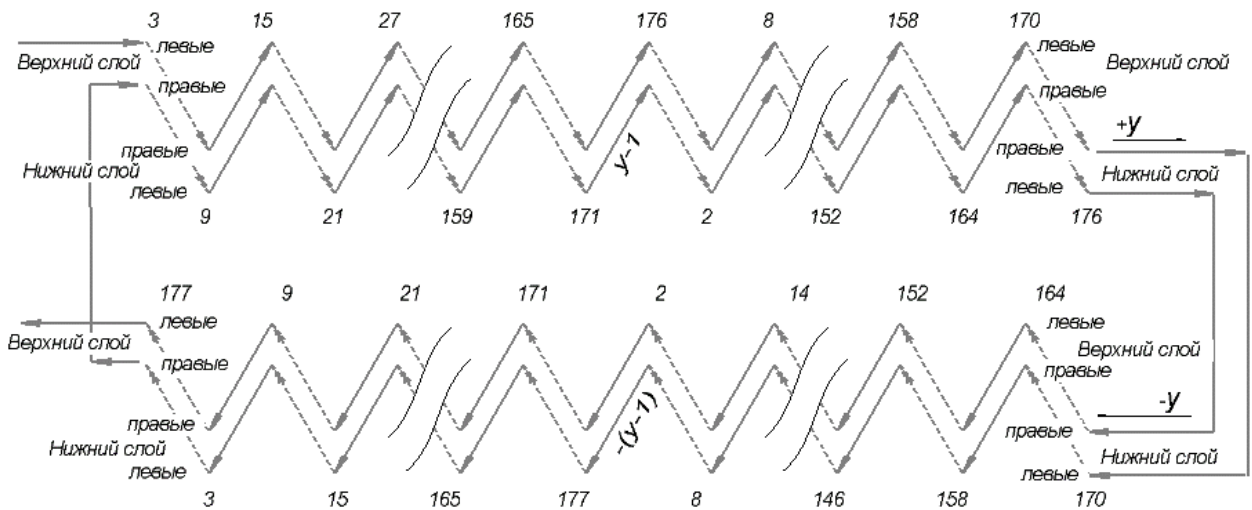


Рисунок 2.13. Последовательность соединения проводников фазы U

Сплошными линиями обозначают лобовые проводники на торцевой части с выводами фаз обмотки. Пунктиром – на противоположной торцевой части. Активные проводники, расположенные в пазах, на данной схеме изображаются точками соединения сплошных и штриховых отрезков. Здесь в каждом слое обмотки в пазу находится два проводника, что соответствует двум ветвям в фазе, в данном случае соединённых последовательно. Лобовой проводник, соединяющий ветви фазы U между пазами 177 и 3, обозначен на развёрнутой торцевой схеме (рисунок 2.12) горизонтальным сплошным отрезком. Два лобовых проводника, соединяющих полуветви ветвей фазы обмотки U , расположены между пазами 176 и 170, проходят друг над другом и объединены в группу, а на развёрнутой торцевой схеме обозначены горизонтальным пунктирным отрезком. На схеме 2.13 проводники верхнего слоя расположены над нижними, а полуветви, отличающиеся направлением намотки, размещаются одна над другой для наглядности. Выводы фаз и соединения ветвей находятся в верхнем слое обмотки, а соединения полуветвей — в нижнем. В середине каждой полуветви катушка имеет укороченный $(y-1)$ шаг.

Рассмотрение схемы соединений проводников на рисунке 2.13 позволяет сделать вывод, что развёрнутая торцевая схема обмотки второй торцевой зоны статора без вывода фаз имеет равномерное распределение лобовых проводников

частей (обозначены пунктиром) над торцевой поверхностью статора, т.е. они выполняются одной формы, согласно рисунку 1.18. Торцевая зона статора с выводами фаз (лобовые проводники которой обозначены сплошными отрезками) имеет вид согласно рисунку 1.16. Следовательно, рассчитать вылет лобовых частей и размеры лобовых проводников обмотки торцевых зон статора можно по выражениям (2.8), (2.9), (2.10), (2.13).

Таким образом, показано, что для проектирования компактных обмоток из проводников с циклически меняющимся сечением, необходимо построение развёрнутых торцевых схем, отображающих количество лобовых проводников над зубцово-пазовой зоной статора, а также лобовые проводники, соединяющие полуветви и ветви фаз обмотки. Приведена методика построения таких схем, разработанная соискателем. Показана необходимость построения схем последовательности соединения проводников фазы обмотки, на которой изображаются лобовые проводники торцов, и количество активных проводников в слое обмотки, равное количеству ветвей фазы.

2.3. Области применения МКОС

Согласно обзору, приведённому в разделе 1.1, выделено несколько типов электрических машин переменного тока по областям применения. Известно, что в качестве тяговых двигателей в автотранспортных средствах применяются синхронные и асинхронные двигатели [13,18,27,50]. В генераторных установках, в том числе установках на основе ВИЭ, используются различные виды машин [4,10,55]. Преимущественно, в якорях синхронных машин и статорах асинхронных машин применяется насыпная обмотка из круглого проводника, или обмотка из прямоугольного проводника для машин средней и высокой мощности, т.н. «hairpin winding» [86]. В обмотках фазных роторов асинхронных машин, в т.ч. машин двойного питания, также применяется обмотка из прямоугольного провода [87]. В разделе 1.1 были выявлены преимущества и недостатки каждого типа электрических машин и особенности их конструкции.

Описанная в разделе 2.1 конструкция обмотки из проводника переменного сечения позволяет разрабатывать машины переменного тока с компактными обмотками, отличающиеся номинальным напряжением, мощностью и числом пар полюсов. Компактные обмотки из проводника циклически меняющегося прямоугольного сечения могут применяться в статорах и роторах машин переменного тока, где традиционно применяются обмотки из круглого либо прямоугольного провода. Так, например, в разделе 2.2 приведены схемы многополюсного тягового асинхронного двигателя с компактной обмоткой статора, который применяется в системе привода пассажирского транспорта повышенной вместимости [49].

В данной главе диссертации приведены области техники, применение в которых машин с компактными обмотками из проводников переменного сечения технически обосновано. В частности, такие преимущества компактных обмоток, описанные в разделе 2.1, как сокращение вылета лобовых частей и массы обмотки, чрезвычайно важны в автономных объектах. Поэтому рассмотрим возможности применения машин переменного тока с компактными обмотками в различных автономных системах генерации и потребления электроэнергии.

В публикациях за авторством соискателя [88,89] описаны способы применения асинхронного генератора с компактной обмоткой статора в системах малых ветроустановок. Личный вклад соискателя состоит в расчёте экономической эффективности внедрения ветроустановок в фермерские хозяйства, а также в получении формул расчёта параметров компактных обмоток статоров. Известно, что применение асинхронных генераторов в автономных системах ограничено. Так, при разгоне вала ротора до скоростей, превышающих скорость вращения поля, для начала процесса генерации асинхронному генератору требуется источник реактивной мощности (ИРМ). Традиционно, в качестве ИРМ используются батареи статических конденсаторов, однако, они ухудшают массо-габаритные показатели [90], и позволяют управлять реактивной мощностью с приемлемой дискретностью только в случае внедрения современных ресурсоёмких техник управления [91]. В публикациях [88,92] описаны особенности применения асинхронных генераторов

с вентильным возбуждением в автономных системах, включающих электромеханический преобразователь и полупроводниковый блок управления. Электрический генератор, работающий в ветроэнергетической установке, должен иметь возможность выработки активной мощности при значительных колебаниях частоты вращения ротора.

На рисунке 2.14 изображена функциональная схема ветроэлектрической установки с асинхронным генератором и полупроводниковым преобразователем.

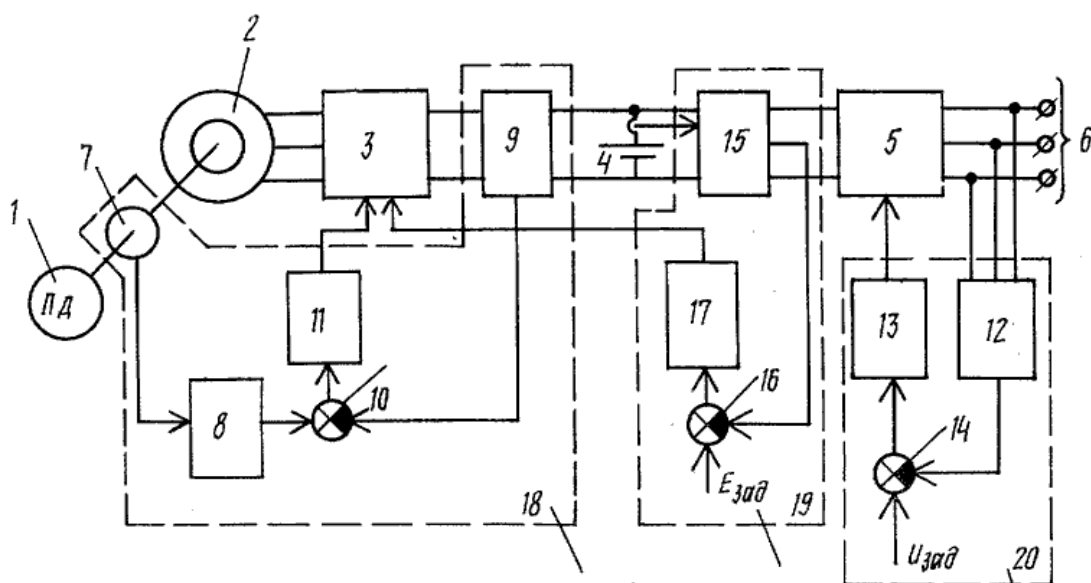


Рисунок 2.14. Функциональная схема ВЭУ с асинхронным генератором

На рисунке 2.14 цифрами обозначены: 1 — приводной двигатель (ветроколесо); 2 — асинхронный генератор; 3 — преобразователь регулируемой частоты (ПРЧ) тока статора; 4 — аккумуляторная батарея, 5 — преобразователь стабильной частоты (ПСЧ), стабилизирующий выходные частоту и напряжение генератора; 6 — клеммы нагрузки; 7 — датчик частоты вращения вала, например, тахогенератор; 8 — преобразователь информации о частоте вращения вала в информацию о величине требуемой мощности; 9 — датчик действительной мощности генератора; 10, 14, 16 — устройства сравнения; 11 — регулятор управления мощностью генератора; 12 — датчик выходного напряжения; 13 — регулятор управления коэффициентом передачи по напряжению ПСЧ; 15 — датчик ЭДС аккумуляторов; 17 — регулятор управления частотой ПРЧ; 18 — блок регулирования

мощности АГ; 19 – блок обратной связи по ЭДС АКБ; 20 – блок стабилизации выходного напряжения. Блок ПРЧ позволяет использовать машину в двигательном режиме (например, для раскручивания ветроколеса при старте ВЭУ).

Схема работает следующим образом. Приводной двигатель 1, в данном случае ветроколесо, раскручивает ротор асинхронного генератора 2. На валу ротора расположен тахогенератор, который сообщает ПРЧ 3 информацию о скорости вращения ротора. ПРЧ 3 представляет собой трёхфазный транзисторный мост, подключенный по схеме автономного инвертора напряжения и аналогичный изображённому на рисунке 1.5. Он позволяет выпрямлять напряжение переменной частоты для заряда аккумуляторной батареи 4, при этом, частота переключения вентиля определяет частоту тока статора. Регулятор управления мощностью 11 управляет частотой переключения вентиля, позволяя регулировать скольжение при переменной скорости вращения ротора. Вентильный преобразователь ПСЧ 5 аналогичен по структуре ПРЧ 4 и предназначен для инвертирования постоянного тока в переменный требуемой частоты и стабильного напряжения.

Конструкция компактной обмотки, сокращающая массу проводников обмотки и уменьшающая вылет лобовых частей, позволяет разместить полупроводниковый преобразователь непосредственно в корпусе асинхронного генератора. Доказано, что размещение электронных преобразователей в корпусе электрической машины позволяет сократить количество используемых конструкционных материалов и потери на передачу и преобразование электроэнергии [90]. Это решение защищено патентом за соавторством соискателя [79], в котором личный вклад соискателя заключается в разработке конструкции и твердотельных моделей электромеханического преобразователя, а также оценке возможности размещения жидкостного охлаждения. Для всыпных обмоток также предлагается жидкостное охлаждение активных и лобовых частей обмоток электрических машин [93], что позволяет значительно улучшить тепловой режим электрической машины, поскольку обмотка машины является источником тепловыделения и требует охлаждения.

В отличие от ветроэнергетических установок, работа электрического генератора в системе микро-гидроэлектростанции отличается постоянной частотой вращения приводного двигателя (шнековой и лопастной гидротурбины). В работах за авторством соискателя [88,94], в которых личный вклад соискателя состоит в разработке конструкции микро-ГЭС и описании принципа работы схемы управления генератором, приведены примеры применения асинхронных генераторов с компактными обмотками статора в качестве генераторов для микро-ГЭС. На рисунке 2.15 изображена эскизная компоновка рукавной микро-ГЭС с асинхронным генератором.

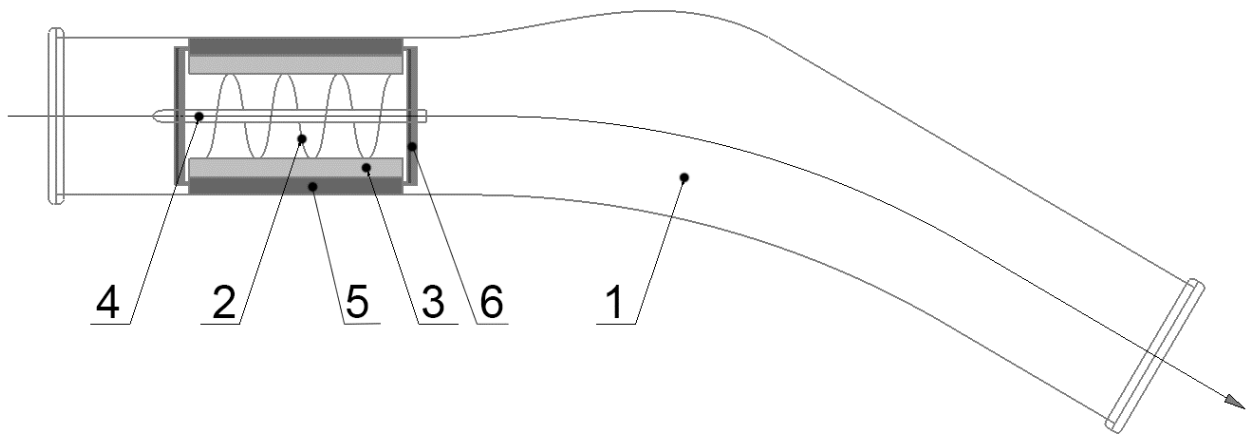


Рисунок 2.15. Эскиз микро-ГЭС с интегрированным генератором

На рисунке 2.15 обозначены: 1 — напорный рукав микро-ГЭС, 2 — шнековая гидротурбина, размещённая на валу асинхронного генератора, 3 — ротор асинхронного генератора, 4 — вал гидрогенератора, 5 — сердечник статора генератора, 6 — лобовые части компактной обмотки статора генератора. Стрелкой показано направление потока воды. Расположение электрического генератора непосредственно в рукаве микро-ГЭС позволяет использовать рабочий поток воды для охлаждения активных частей генератора, в т.ч. лобовых частей обмотки и перемычек уменьшенного сечения, соединяющих активные проводники с лобовыми. Охлаждение обмотки непрерывным потоком воды позволяет увеличить номинальную плотность тока в активных проводниках.

В условиях работы микро-ГЭС, при небольших изменениях скорости течения потока воды, для обеспечения потребителей электроэнергией надлежащего качества необходимо стабилизировать напряжение и частоту потребителей переменного тока при изменении нагрузки и напора водяного потока. На рисунке 2.16 изображена схема стабилизации напряжения и частоты асинхронного вентильного генератора.

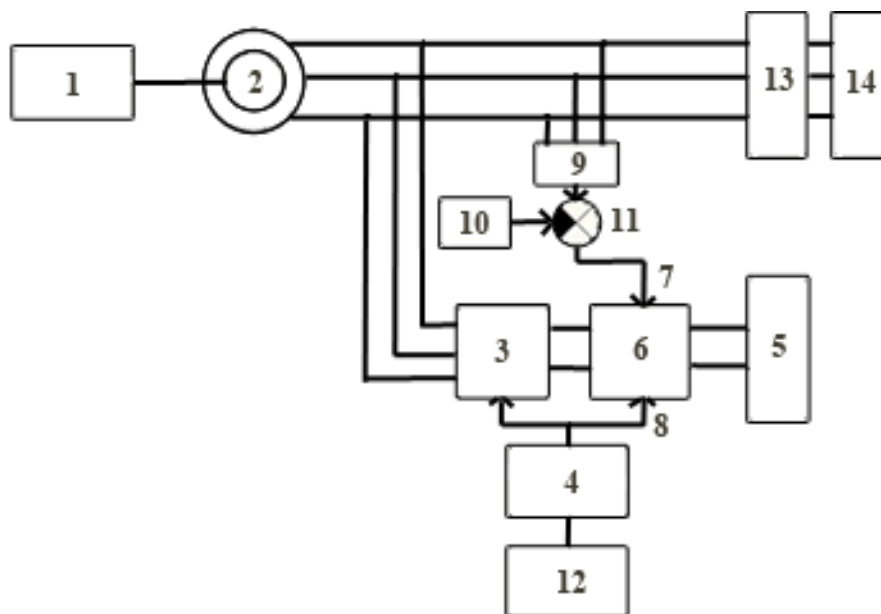


Рисунок 2.16. Схема управления микро-ГЭС с асинхронным генератором

Вал шнековой турбины 1 является валом ротора асинхронного генератора 2, фазы обмотки статора которого подключены к вентильному преобразователю частоты 3 по схеме автономного инвертора напряжения (АИН), выполняющего функции источника реактивной мощности, с задающим генератором 4. Между шинами преобразователя 3 и нагрузкой 5 включен вентильный ШИМ преобразователь 6 с входом управления скважностью импульсов 7 и входом синхронизации 8. Вход датчика напряжения 9 подключен к выходу переменного тока АГ. Выходы датчика 9 и задающего устройства 10 подключены к устройству сравнения 11, выход которого подключен на вход ШИМ преобразователя 7. Датчик интенсивности снижения частоты 12 подключен на вход задающего генератора 4, выход которого включен на вход ШИМ преобразователя 8. Асинхронный вентильный генератор имеет выход постоянного тока с постоянно-

подключенной нагрузкой 5 и выход переменного тока, к которому подключена нагрузка 14 через трёхфазный выключатель 13.

В начале, когда генератор не работает, частота вращения вала ротора максимальна. В заданный момент времени происходит возбуждение генератора 2, которое осуществляется переключением конденсаторов из цепи фаз статора асинхронной машины в узлы искусственной коммутации преобразователя 3, и на выходах генератора появляется напряжение. Вступает в работу преобразователь 6 и отрицательная обратная связь по напряжению (узлы 9-11). Одновременно снижается частота преобразователя 3, что осуществляется задатчиком интенсивности 12 (интенсивность снижения частоты определяется динамическими свойствами турбины и генератора). При этом уровень отрицательного скольжения асинхронного генератора увеличивается, и для того, чтобы стабилизировать выходное напряжение, отрицательная обратная связь увеличивает ширину импульсов преобразователя 6, поступающих на нагрузку 5, что приводит к увеличению мощности, потребляемой с выхода постоянного тока генератора, снижению частоты вращения вала вследствие зависимости числа оборотов турбины от мощности на валу и снижения отрицательного скольжения генератора до уровня, соответствующего выходному напряжению, близкому к номинальному (задающему). При снижении частоты преобразователя 3 до номинальной, включается выключатель 13, к выходу переменного тока генератора подключается нагрузка 14 и напряжение на выходе переменного тока начинает снижаться. Отрицательная обратная связь действует таким образом, что ширина импульсов на выходе преобразователя 6 уменьшается, что приводит к снижению мощности, потребляемой нагрузкой 5 и увеличению напряжения на выходе переменного тока. После снижения частоты преобразователя 3 до номинальной, она поддерживается постоянной.

В работах соискателя [95-101] описано применение асинхронных машин в качестве тяговых двигателей и стартер-генераторов для гибридного и электрического транспорта. Личный вклад соискателя состоит в описании принципов работы систем управления двигателями и стартер-генераторов,

особенностей конструкции электрических машин и моделировании рабочих процессов в машинах. На рисунке 2.17 приведена функциональная схема силовой установки гибридного автомобиля с асинхронным стартер-генератором и двумя уровнями бортового напряжения.

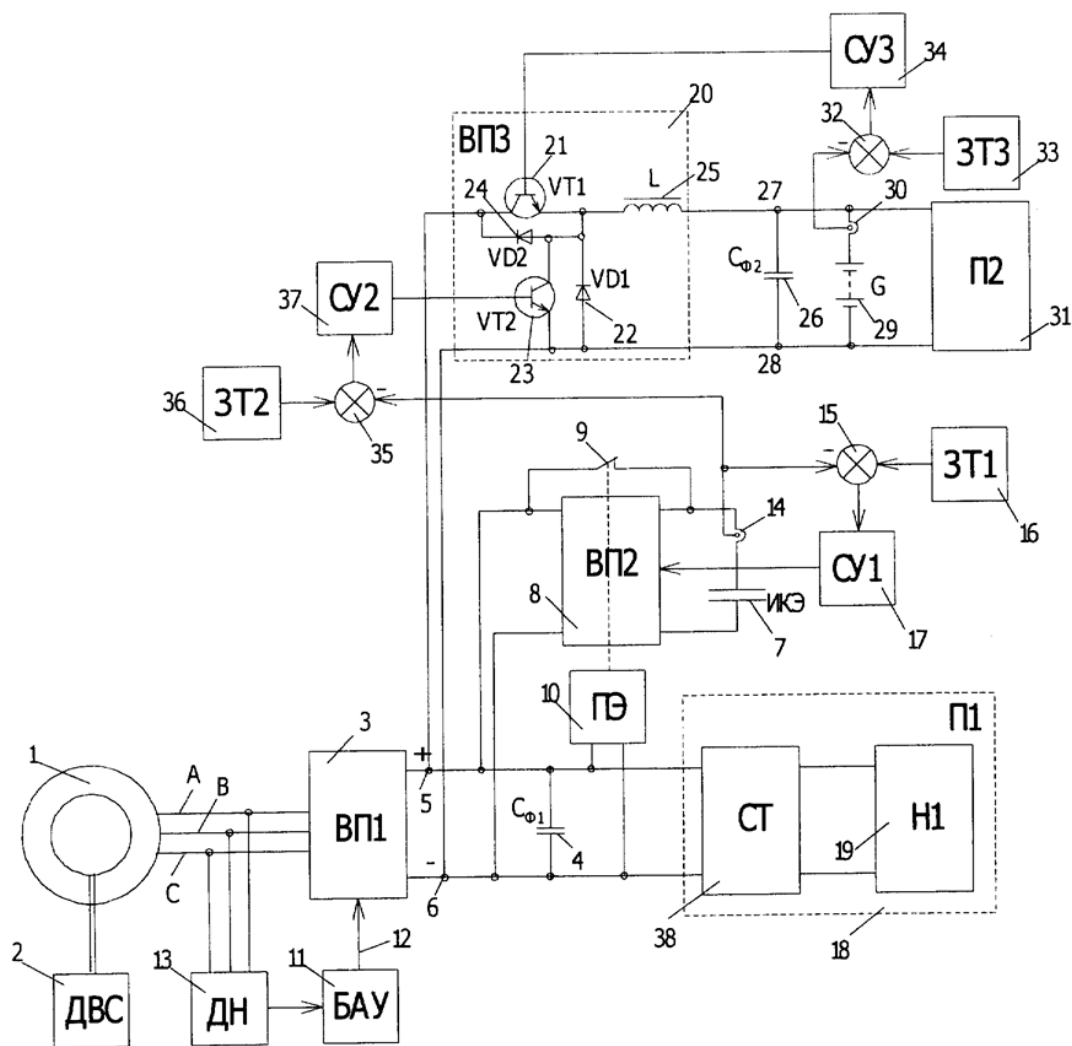


Рисунок 2.17. Функциональная схема силовой установки гибридного автомобиля

Вал асинхронной машины 1 соединен с валом двигателя внутреннего сгорания (ДВС) 2. Фазы статора асинхронной машины соединены с выводами переменного тока А, В, С первого вентильного преобразователя (ВП1) 3, выполненного, например, в виде трехфазного мостового автономного инвертора напряжения с конденсатором (Сф1) 4, выводы постоянного тока 5, 6 которого соединены с однополярными выводами импульсного конденсатора энергоемкого

(ИКЭ) 7 через второй вентиляльный преобразователь (ВП2) 8 постоянного напряжения. Второй вентиляльный преобразователь шунтирован управляемым нормально замкнутым ключом 8, вход которого через пороговый элемент (ПЭ) 10 подключен к выводам 5, 6 ВП1. Частота и амплитуда напряжений переменного тока первого вентиляльного преобразователя регулируются блоком автоматического управления (БАУ) 11, выход основной частоты 12 которого соединен со входом первого вентиляльного преобразователя БАУ.

На выводы А, В, С подключен датчик напряжения (ДН) 13, выход которого соединен со входом блока автоматического управления 11. Датчик тока 14 в цепи ИКЭ 7, элемент сравнения 15, задатчик тока (ЗТ1) 16 и система управления (СУ1) 17, состоящая из регулятора тока и формирователя импульсов, составляют устройство управления током заряда ИКЭ. При этом выход датчика тока 14 подключен на инвертирующий вход устройства сравнения 15, на неинвертирующий вход которого подключен задатчик 16 зарядного тока ИКЭ 7. Выход устройства сравнения 15 соединен со входом системы управления 17. Выводы постоянного тока первого вентиляльного преобразователя 3 непосредственно соединены с потребителями (П1) 18 первого уровня напряжения с электрическими нагрузками (Н1) 19. Потребители первого уровня напряжения для работы в расширенном диапазоне частот вращения вала асинхронной машины включают стабилизатор постоянного напряжения (СТ) 38, включенный между выводами постоянного тока вентиляльного преобразователя 3 и электрическими нагрузками 19. Выводы постоянного тока первого вентиляльного преобразователя соединены с однополярными выводами третьего вентиляльного преобразователя (ВП3) 20, состоящего из понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения, включающего первый (VT1) 21 транзистор и первый (VD1) 22 диод, и повышающего импульсного преобразователя постоянного напряжения, включающего второй (VT2) 23 транзистор и второй (VD2) 24 диод. ВП3 20 выполнен с общим индуктивным элементом (L) 25 (например, в виде сглаживающего дросселя), а также с емкостным фильтром (Сф2) 26. Шины 27, 28 ВП3 20 соединены с дополнительным накопителем электрической энергии

(аккумуляторной батареей) (G) 29 через датчик тока 30 и с потребителями постоянного тока (П2) 31 второго (пониженного) уровня напряжения. Причем управляющий вход понижающего преобразователя (база транзистора VT1) подключен к датчику тока 30 дополнительного накопителя электрической энергии G 29, а управляющий вход повышающего преобразователя (база транзистора VT2) подключен к датчику тока 15 ИКЭ 7.

Датчик тока 30 в цепи аккумуляторной батареи 29, элемент сравнения 32, задатчик тока (ЗТ3) 33 и система управления (СУ3) 34, выполненная аналогично СУ1, составляют устройство управления током заряда аккумуляторной батареи G 29. Датчик тока 15, элемент сравнения 35, задатчик тока (ЗТ2) 36 и система управления (СУ2) 37, выполненная аналогично СУ1, составляют устройство управления повышающим преобразователем третьего вентильного преобразователя 20.

Силовая установка работает следующим образом. При повороте ключа в замке зажигания автомобиля производится запуск ДВС 2. При этом на шинах 5, 6 напряжение номинальное, сигнал на выходе порогового элемента 10 отсутствует, и управляемый ключ 9 замкнут. Блок автоматического управления 11 производит регулируемый частотный запуск асинхронной машины 1 от ИКЭ 7. Частота импульсов на выходе 12 увеличивается по мере возрастания частоты вращения ДВС 2. Т.о., управляемый ключ 9 при запуске замкнут, и вентильный преобразователь 8 не работает. После разгона двигателя внутреннего сгорания 2 он вступает в работу и начинает вращать вал асинхронной машины 1 с частотой вращения больше синхронной, задаваемой ВП1. Установка переходит в генераторный режим работы.

При этом на низких частотах вращения ДВС 2 блок 11 стабилизирует напряжение на шинах 5, 6. После разгона двигателя внутреннего сгорания 2 до частот вращения значительно выше номинальной блок 11 производит регулирование основной частоты на выходе 12 так, чтобы при увеличении частоты вращения вала машины 1 амплитуда напряжения на статоре этой машины увеличивалась. При этом увеличивается напряжение на выводах 5, 6, срабатывает

пороговый элемент 10 (он может быть выполнен в виде катушки реле, а 9 в виде нормально замкнутого контакта этого реле), и управляемый ключ 9 размыкается. Начинает работать преобразователь постоянного напряжения ВП2 8.

Временные диаграммы процесса пуска ДВС и перехода в генераторный режим приведены на рисунке 2.18.

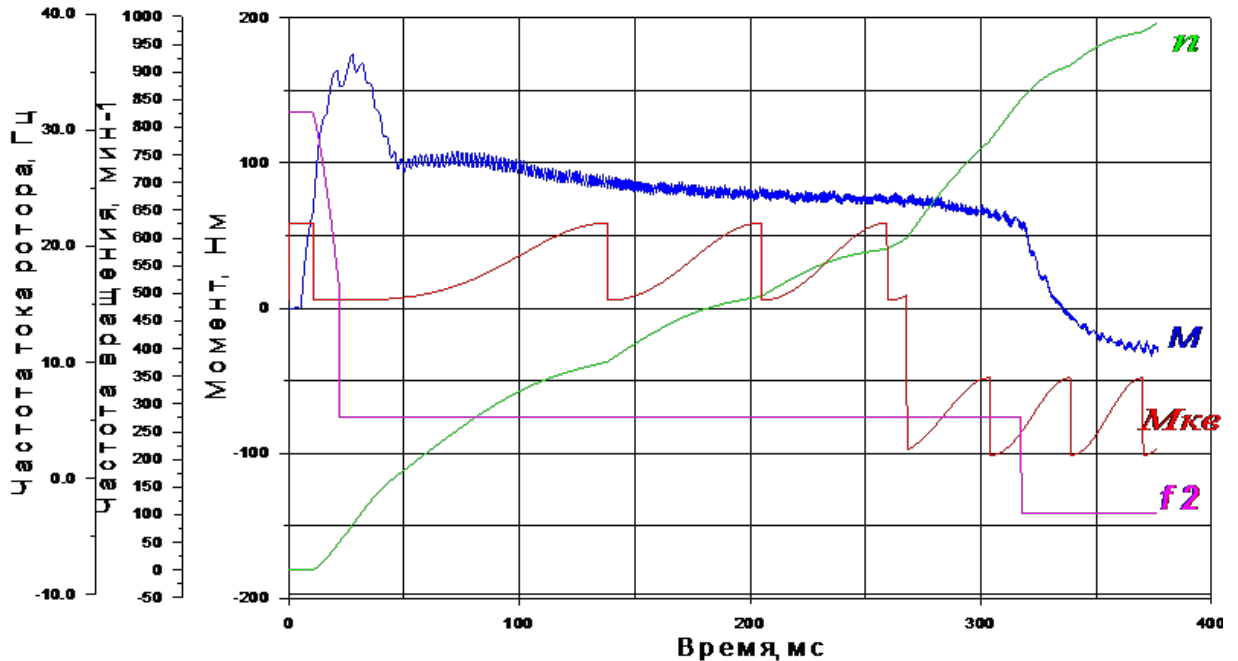


Рисунок 2.18. Диаграммы пуска ДВС асинхронным стартер-генератором

Здесь $M_{кр}$ отмечена временная диаграмма момента коленвала ДВС, M — электромагнитного момента асинхронной машины. На диаграмме отражён момент перехода стартер-генератора в генераторный режим, когда значение электромагнитного момента меняет знак при достижении ДВС 850 об/мин . Момент коленвала при этом становится ведущим, также меняя знак. Колебания момента коленвала объясняются неравномерностью движения поршней в цилиндрах. Частота тока ротора при пуске увеличена — этого добиваются увеличением частоты переключения клапанов ВП1 для снижения пускового тока, осуществляется частотный пуск.

Таким образом, такая силовая установка осуществляет эффективный регулируемый частотный запуск ДВС. Установка также обеспечивает регулируемый заряд накопителей электрической энергии и электроснабжение

потребителей постоянного тока двух уровней напряжения в генераторном режиме в широком диапазоне изменения частот вращения ДВС.

Таким образом показано, что применение МКОС в энергоустановках автономных объектов позволяет обеспечить надёжную работу в рабочих режимах этих энергообъектов. В частности, рассматривается применение МКОС в качестве генераторов в ветроэнергетических установках малой мощности, микрогидроэлектростанциях, а также в качестве тяговых двигателей и стартер-генераторов для гибридного и электрического транспорта. Особенности конструкции компактной обмотки, сокращающие вылет и габариты лобовых частей, позволяют интегрировать вентильные преобразователи в корпус электрической машины, т.е. сократить затраты активных и конструкционных материалов, а также сократить электрические потери. Сокращение массогабаритных параметров особенно важно для автономных энергообъектов. При работе электрической машины с компактной обмоткой статора в качестве быстроходного тягового двигателя или стартер-генератора, уменьшение числа пар полюсов и увеличение напряжения фазы статора благодаря предложенной компактной обмотки приводит к снижению потерь в обмотке статора и увеличению энергетической эффективности МКОС. При работе МКОС в качестве генератора установок ВИЭ, снижение числа пар полюсов также позволяет добиться увеличения удельной мощности, т.е. снижения массы активных материалов на единицу мощности.

2.4. Выводы

1. Рассмотрены особенности конструкции двухслойной волновой обмотки статора МКОС из нескольких ветвей, состоящая из проводника с циклически изменяющимся по длине витка поперечным сечением, называемая «компактной». Это конструктивное решение позволяет значительно сократить вылет лобовых частей и длину лобовых проводников, снижая затраты конструкционных и активных материалов.

2. Предложены методики расчёта конструктивных параметров обмотки статора МКОС.

3. На примере многополюсного тягового асинхронного двигателя проиллюстрирована методика построения развёрнутых торцевых схем, наглядно изображающих расположение лобовых проводников обмотки статора МКОС над зубцово-пазовой зоной сердечника, а также схемы последовательности соединения проводников одной из фаз обмотки.

4. Показано, что преимущества МКОС позволяют применять их в энергоустановках возобновляемой энергетики и автономного электрического транспорта. Описаны перспективы применения МКОС в ветроэлектрических установках малой мощности, микро-гидроэлектростанциях и силовых установках гибридного и электрического автономного транспорта.

5. Представлена защищённая патентом конструкция активной части МКОС с встроенным электронным управлением, позволяющая разместить вентильные преобразователи для управления МКОС непосредственно в корпусе машины, а также применить жидкостное охлаждение статора МКОС.

6. Расчет тягового асинхронного двигателя мощностью 60 кВт с компактной обмоткой статора показал, что по сравнению с традиционной конструкцией вылет лобовых сокращается на 60% , длина лобовых проводников – на 38% , а их масса – на 35% .

3. ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ

3.1. Моделирование электрических процессов в обмотке статора с учетом неравномерной плотности тока в проводниках

Циклически изменяющееся по длине витка сечение проводников обмотки статора МКОС приводит к неравномерному растеканию тока по объёму проводника, и, следовательно, к изменению распределения электрических полей и необходимости учёта особенностей их распределения в методике расчёта активного сопротивления фазы обмотки.

Предложены методики расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора, в которых недостаточно точно учтена неравномерность плотности тока в участках компактных обмоток статора с изменяющимся сечением [66]. Они позволяют приближенно учесть неравномерную плотность тока в местах соединения проводников разного сечения с использованием трапецеидальной аппроксимации.

Метод конечных элементов (МКЭ) позволяет достаточно точно учесть влияние особенностей конструкции компактной обмотки, рассмотренных в главе 2, на электрические процессы в обмотке, и предложить уточнённый метод расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора.

Для получения картины распределения плотности тока, решается дифференциальное уравнение Лапласа относительно электрического потенциала φ . В общем случае, для трехмерной задачи в случае изотропного проводника уравнение стороннего тока в частных производных с граничным условием Дирихле выглядит следующим образом:

$$-j = \frac{\partial}{\partial x} \left(\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right). \quad (3.1)$$

Для магнитостатики, задача распределения тока в объёме проводника превращается в задачу распределения электрического потенциала. Необходимость исследования растекания тока по объёму проводника изменяющегося сечения компактной обмотки возникает не только при изменении сечения проводника, но также при изменении глубины проникновения тока из-за поверхностного эффекта. В пакетах программ конечно-элементного анализа для численного определения значений поля решаются системы дифференциальных уравнений Лапласа. Для двухмерной задачи, решение задачи распределения тока в объёме проводника определяется как:

$$-j = \frac{\partial}{\partial x} \left(\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\gamma \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right). \quad (3.2)$$

Из сравнения уравнений (3.1) и (3.2) следует, что решение уравнений Лапласа в двухмерной постановке сопряжено с меньшим количеством вычислений, чем в трёхмерной постановке.

Традиционные методики проектирования электрических машин переменного тока исследуют эффект вытеснения тока преимущественно в роторах асинхронных короткозамкнутых машин. В условиях пуска в стержнях беличьей клетки происходит вытеснение тока к воздушному зазору, в связи с чем обмотку ротора выполняют с глубокими стержнями для увеличения пускового момента асинхронного двигателя. Однако, влияние неравномерного распределения тока в традиционных обмотках статоров не учитывается.

Задача распределения плотности тока изучалась для распределительных устройств электроэнергетики [102] и силовой электроники [103]. Известно, получение картин линий тока в полосковых проводниках с прямоугольным вырезом может быть получено с применением конформных преобразований, решающих сходимость уравнений Лапласа на рёбрах проводников.

Рассмотрим способы учёта неравномерного распределения плотности тока в проводниках компактной обмотки — в участках с переменным сечением.

Для компактной обмотки, лобовые проводники которой расположены параллельно торцам сердечника, представляется возможным моделировать

электрическое поле витка с изменяющимся сечением в двухмерной и трёхмерной задаче. При этом решение трёхмерных задач сопряжено с большим временем вычислений. Представляя трёхмерное поле как совокупность нескольких непараллельных двухмерных полей, можно упростить решение задачи и снизить время вычислений. Такой способ, предложенный с участием автора, назван кусочно-плоскопараллельной аппроксимацией поля витка компактной обмотки. Результаты его применения опубликованы в работах с соавторством соискателя [104-106]. Личный вклад соискателя заключается в формулировании и разработке принципа построения модели и определении этапов применения данного способа для получения картин растекания тока в проводниках и расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора МКОС.

Поясним кусочно-плоскопараллельную аппроксимацию поля витка. На рисунке 3.1 изображена часть витка компактной обмотки с перемычкой уменьшенного сечения. На нём обозначены: 1 — активный проводник, 2 — лобовой проводник. Активный и лобовой проводники — одинакового сечения. 3 — перемычка уменьшенного сечения, соединяющая проводники 1 и 2 компактной обмотки.

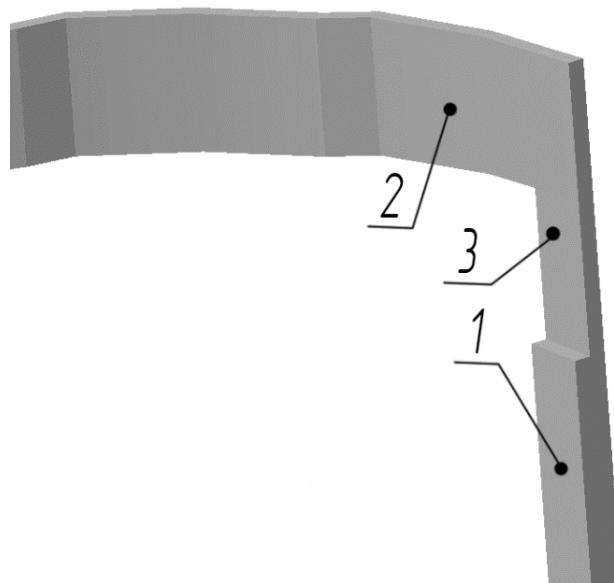


Рисунок 3.1. Часть витка компактной обмотки статора

Кусочно-плоскопараллельная аппроксимация поля витка включает разбиение трёхмерного поля на участки, на каждом из которых электрическое поле можно считать плоскопараллельным. Часть полей этих участков создаётся токами в проводниках с постоянным сечением. Поле можно считать плоскопараллельным на участках витков с постоянной плотностью тока. Другие участки поля создаются токами в проводниках с изменяющимся сечением. Однако, электрическое поле можно в них считать плоскопараллельным, если разделять их на участки с постоянной толщиной, рассматривая изменение поля по одной из координат — в продольном сечении проводников этих участков. На рисунке 3.2 приведено разбиение части витка компактной обмотки на такие участки. Участки разнесены между собой для наглядности.

Границы между участками витка с изменяющейся плотностью тока («Соединение пазовой части» витка и «Соединение лобовой части» витка на рисунке 3.2) и с постоянной плотностью тока определяются при моделировании протяженных участков проводников. На границе участков разница абсолютных значений плотности тока составляет менее 3%. На границах участков меняется ориентация расчетной плоскости, однако, согласно закону полного тока, электрическое поле остается непрерывным. Поверхностным эффектом в лобовых частях машин переменного тока можно пренебречь.

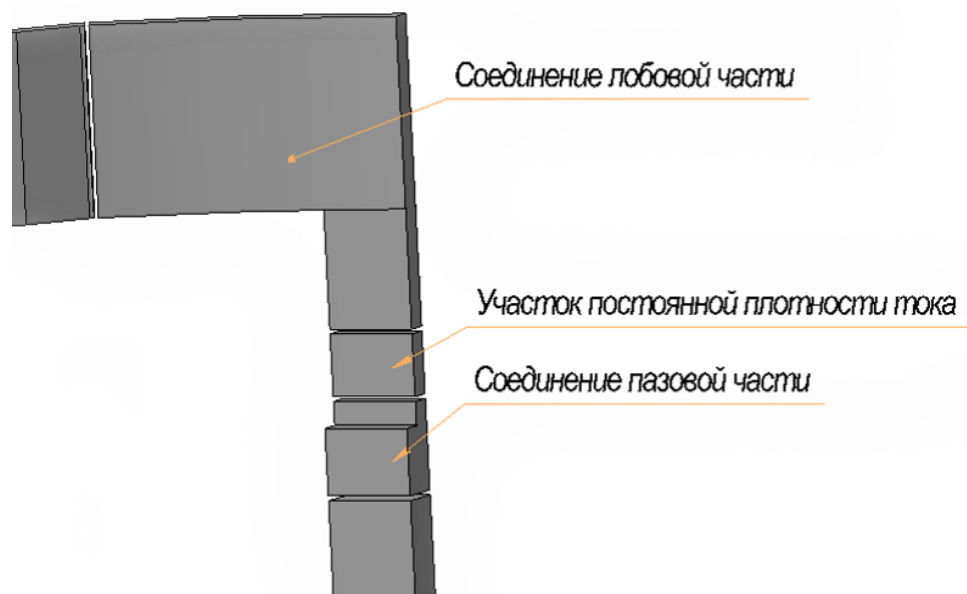


Рисунок 3.2. Часть витка компактной обмотки статора с разбиением на участки

При моделировании были определены границы участков витка с неравномерным распределением плотности тока для варианта конструкции компактной обмотки, когда площадь поперечного сечения перемычки составляет половину от площади поперечного сечения активного проводника, а сечения активных и лобовых проводников одинаковы. На рисунке 3.3 показаны размеры участков с неравномерным распределением плотности тока.

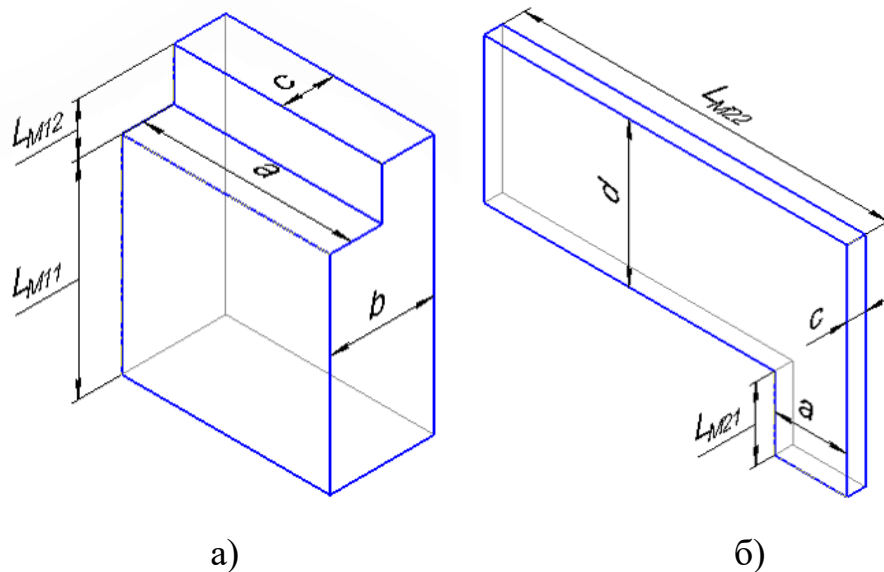


Рисунок 3.3. К определению размеров участков компактной обмотки с неравномерным распределением плотности тока

На рисунке 3.3а обозначена часть активного проводника и часть перемычки, соединённая с ним. На данном рисунке a, b и c обозначены габаритные размеры активного проводника и перемычки уменьшенного сечения. Длина активного проводника от места его соединения с перемычкой до границы участка, в котором наблюдается неравномерное распределение плотности тока по объёму, обозначена L_{M11} . Длина части перемычки уменьшенного сечения, в которой наблюдается неравномерное распределение плотности тока, обозначена L_{M12} . На рисунке 3.3б обозначена часть лобового проводника и часть перемычки, соединённая с ним. На данном рисунке a, c и d обозначены габаритные размеры перемычки уменьшенного сечения и лобового проводника. Длина части перемычки уменьшенного сечения, в которой наблюдается неравномерное распределение плотности тока, обозначена

L_{M21} . Длина лобового проводника от места его соединения с перемычкой до границы участка, в котором наблюдается неравномерное распределение плотности тока по объёму, обозначена L_{M22} .

Длины участков, обозначенные выше, определённые соискателем в результате моделирования, зависят от размеров проводника и приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1.

Соединение пазовой части		Соединение лобовой части	
L_{M11}	L_{M12}	L_{M21}	L_{M22}
$2b=2h_{\text{ап}}$	$c=0,5h_{\text{ап}}$	$a=b_{\text{ап}}$	$2,5d=5b_{\text{ап}}$

В программной среде конечно-элементного анализа *Elcut* было проведено моделирование распределения тока в участках соединений проводников активной и лобовой частей с перемычками. Моделировались проводники с размерами $a = c = 1,7 \text{ мм}$, $b = d = 3,4 \text{ мм}$. Материал проводников — медь, $\rho_0 = 1,8 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Разность потенциалов между концами и началами участков $\Delta\varphi = 1,2 \text{ мВ}$. Результат 2D-моделирования двух участков с неравномерной плотностью тока приведён на рисунке 3.4 (масштаб участков не одинаков).

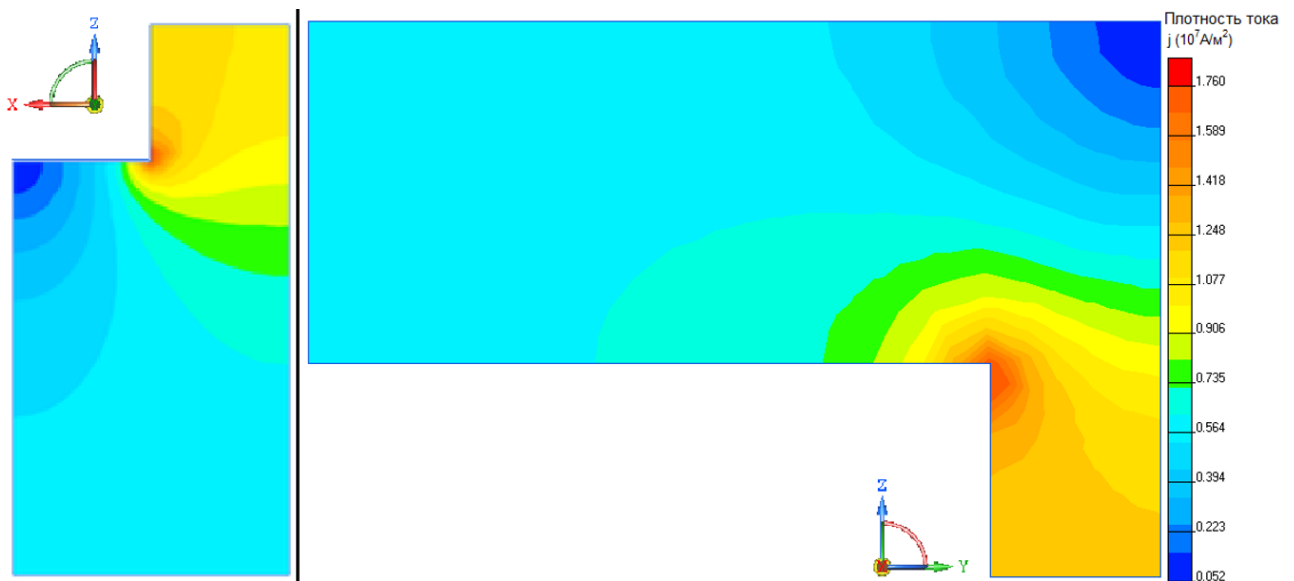


Рисунок 3.4. Картина распределения плотности тока в участках витков компактной обмотки

Полученные результаты МКЭ-моделирования согласуются с результатами определения плотностей тока в проводниках изменяющегося сечения, полученными с применением конформных преобразований [73,103]. В результате моделирования выявлено, что наибольшая плотность тока наблюдается в области внутренних рёбер проводников (образованных гранями проводников, расположенными друг к другу под углом $180^\circ < \alpha < 360^\circ$ в направлении протекания тока), в то время, как в области внешних рёбер (образованных гранями проводников, расположенными друг к другу под углом $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ в направлении протекания тока) наблюдается наименьшая плотность тока.

Достаточная точность описанного способа кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка с током подтверждается сравнением результатов 2D и 3D-моделирования растекания тока. 3D-моделирование проводилось в программной среде конечно-элементного анализа *Elcut*. Начальные условия аналогичны таковым для двухмерной задачи. Результат распределения плотности тока в объёме части витка компактной обмотки приведён на рисунке 3.5. Здесь максимальное значение плотности тока $J_{max} = 26,65 \text{ A/мм}^2$, а минимальное $J_{min} = 0,3 \text{ A/мм}^2$.

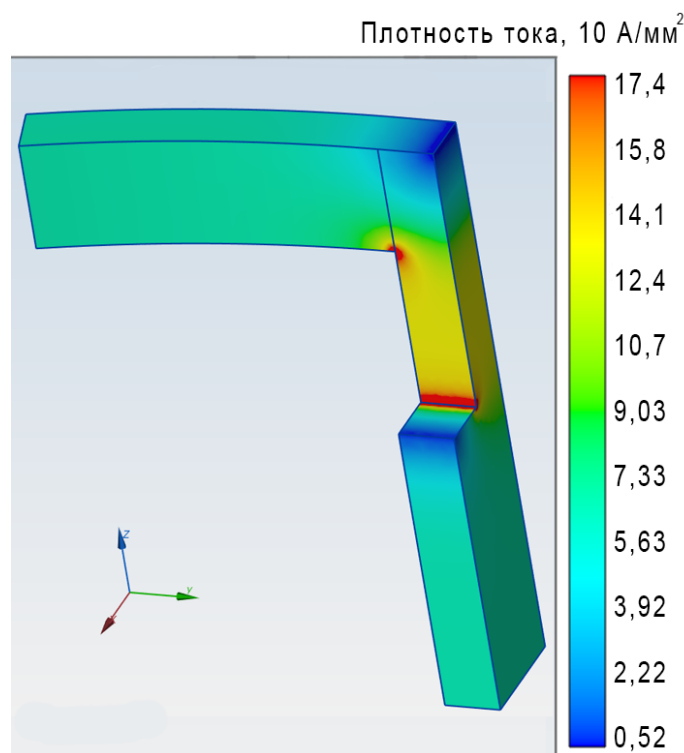


Рисунок 3.5. Картина распределения плотности тока в части витка компактной обмотки

Результаты двухмерного и трёхмерного моделирования позволяют судить о локациях экстремальных значений плотностей тока и предпринять действия по снижению градиента тока по объёму проводника. Так, в областях внешних рёбер проводников, удаленных от места соединения с перемычками, наблюдается наименьшая плотность тока. Соответственно, удаление этих областей с высоким дифференциальным сопротивлением не вносит значительных искажений в картину растекания тока. В областях внутренних рёбер, расположенных у мест соединения активных и лобовых проводников с перемычками, наблюдается наибольшая плотность тока. Для снижения плотности тока и нагрева меди и изоляции, предлагается увеличивать радиус сопряжения граней, формирующих данные рёбра. Градиент плотности тока по объёму проводника в данном случае снижается. На рисунке 3.6 приведена картина распределения плотности тока в части витка компактной обмотки улучшенной конструкции, в которой удалены области с наименьшей плотностью тока и увеличены области с наибольшей плотностью тока. Здесь максимальное значение плотности тока $J_{max} = 15,34 \text{ А/мм}^2$, а минимальное $J_{min} = 1,7 \text{ А/мм}^2$.

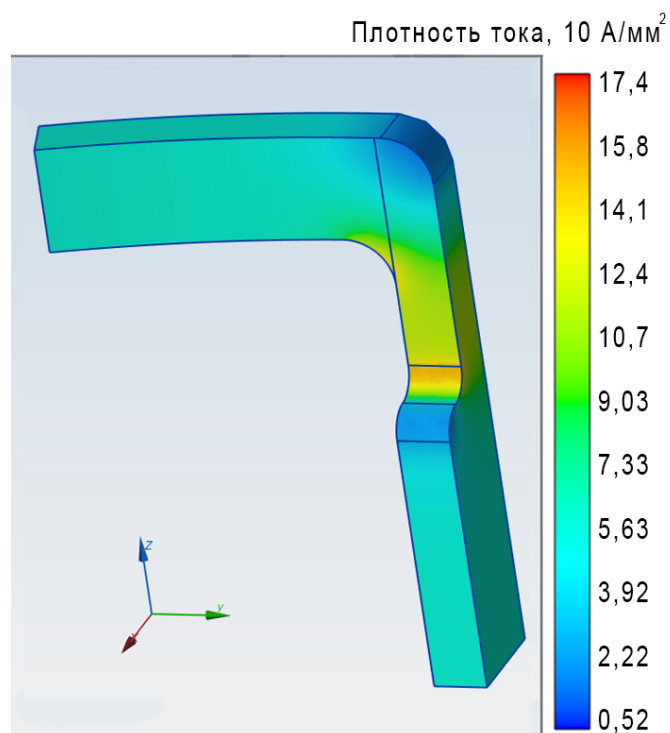


Рисунок 3.6. Плотность тока в части витка компактной обмотки улучшенной конструкции

Данная улучшенная конструкция приведена в работе, опубликованной соискателем [104], в которой личный вклад соискателя состоит в проведении 3D-моделирования растекания тока в участках витка компактной обмотки.

Для численной оценки результатов улучшения конструкции предлагается сравнить величины относительного перепада плотности тока, т.е. разницы между минимальным и максимальным значениями, полученными МКЭ-моделированием. Для картины распределения на рисунке 3.5, разница значений плотностей тока равна:

$$\Delta J' = \frac{J_{max} - J_{min}}{J_{cp}} = 4,39.$$

Для улучшенной конструкции, проиллюстрированной на рисунке 3.6, разница значений плотности тока:

$$\Delta J = \frac{J_{max} - J_{min}}{J_{cp}} = 2,27.$$

Таким образом, предложенное в результате конечно-элементного моделирования улучшение конструкции позволяет снизить плотность тока в наиболее нагруженных участках, а также снизить массу активных материалов за счёт удаления участков меди компактной обмотки с минимальной плотностью тока. Это предложение учтено при разработке вариантов конструкции компактной обмотки.

Рассмотрим влияние вытеснения тока в активных проводниках компактной обмотки. Неравномерное распределение тока по объёму активных проводников компактной обмотки статора вызывается эффектом вытеснения тока, проявляющимся при высоких частотах в обмотке статора машины переменного тока. В работе [49] было исследовано вытеснение тока, возникающее в результате частотного управления многополюсным тяговым асинхронным двигателем, номинальная частота тока статора которого $f_n = 500 \text{ Гц}$. Уточнённый расчёт величины добавочных потерь, учитывающий вытеснение тока на номинальной и максимальной частоте вентильного преобразователя, а также расчёт потерь на

перемагничивание стали снижают заявленный КПД ТАД с 87 % до 86,5 %. Учёт вытеснения тока в проводниках обмотки статора увеличивает значение активного сопротивления фазы обмотки статора, в связи с чем потери в меди могут быть выше ожидаемых.

В соответствии с проведённым в разделе 1.1 диссертации обзором, проектируют тяговые двигатели с повышенной номинальной частотой вращения ротора [2]. Поэтому частота тока статора может быть повышенной. При этом, в соответствии с выводами исследования [49], глубина проникновения тока может быть соизмерима и даже меньше высоты элементарного активного проводника обмотки статора. Поскольку предложенные МКОС могут применяться в качестве тяговых двигателей электрического транспорта, возникает необходимость исследования вытеснения тока в обмотках статора МКОС.

Исследование вытеснения тока в прямоугольных проводниках компактной обмотки МКОС связано с решением задачи моделирования магнитного поля, создаваемого переменными трёхфазными токами обмотки статора, в сечении активной части машины. Рассмотрим дифференциальное уравнение, описывающее зависимость изменения плотности тока в активных проводниках от магнитного потенциала A :

$$-j = \frac{\partial}{\partial x} \left(\mu^{-1} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\mu^{-1} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\mu^{-1} \frac{\partial A}{\partial z} \right) - i\omega\gamma\varphi; \quad (3.3)$$

где: μ — магнитная проницаемость изотропного материала проводника, γ — удельная электропроводность проводника, ω — циклическая частота тока. Нулевое граничное условие Дирихле задается на удаленных ребрах модели, а на поверхности ярма массивного ротора задается однородное условие Неймана $H_t = 0$.

Картина мгновенных значений фазных токов и магнитного поля на частоте $f_l = 50 \text{ Гц}$ в поперечном сечении активной части асинхронной машины с компактной обмоткой статора приведена на рисунке 3.7. МКЭ-моделирование проведено для асинхронной машины, имеющей массивный ротор и компактную четырёхполюсную волновую двухслойную обмотку статора с диаметральным

шагом. Размеры активных проводников обмотки статора МКОС $1,7 \times 3,4$ мм. В работе с соавторством соискателя [105] описаны результаты моделирования. Личный вклад соискателя состоит в построении МКЭ-моделей и обработке результатов моделирования. При моделировании, три прямоугольных проводника каждого слоя в пазу представлены одним эквивалентным проводником, так как межвитковая изоляция активных проводников, при равенстве токов в этих проводниках, не вносит значительных искажений в картину распределения плотности тока.

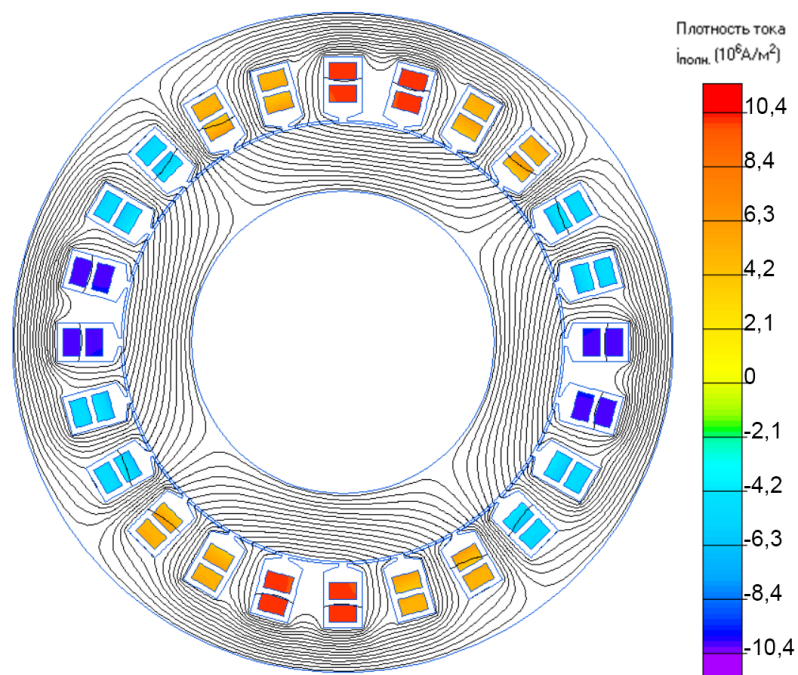


Рисунок 3.7. Картина поля и токов в активной части МКОС

При моделировании в активных проводниках пары соседних пазов задавался одинаковый ток (число пазов на полюс и фазу равно двум). Величины токов активных проводников соответствуют симметричному синусоидальному напряжению фаз обмотки. Шкала плотностей тока позволяет учесть направление тока в активных проводниках статора.

На рисунке 3.7 видно равномерное распределение токов по сечениям эквивалентных проводников. Следовательно, при частоте тока статора 50 Гц вытеснением тока в рассмотренной компактной обмотке статора можно

пренебречь. Проведено моделирование вытеснения тока в проводниках обмотки статора МКОС также на высших гармониках.

На рисунке 3.8 представлены картины поля и распределения тока в сечениях активных проводников компактной обмотки статора. Приведены результаты моделирования при номинальной и повышенных частотах. Моделирование проведено для машины, сечение которой изображено на рисунке 3.7.

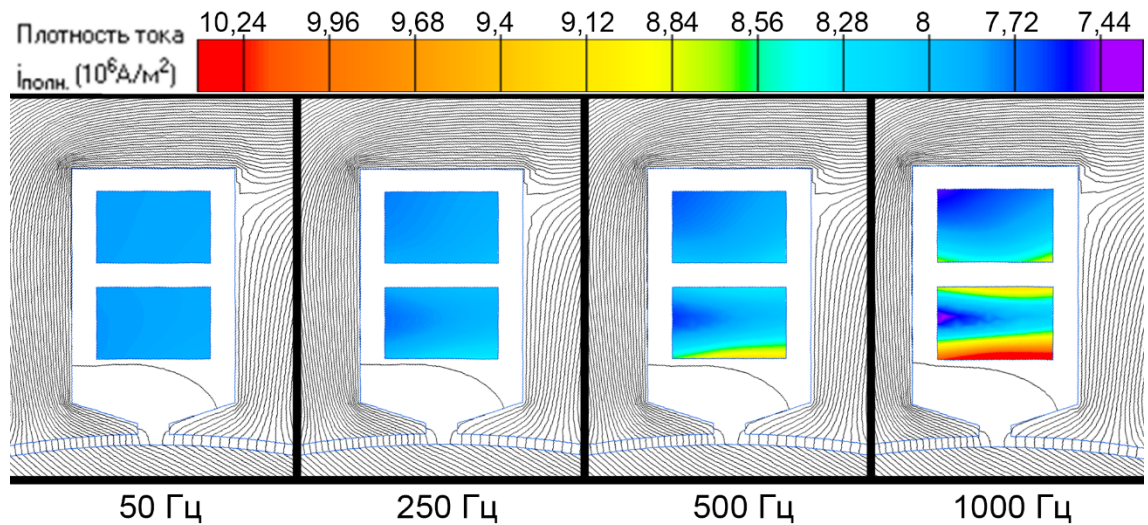


Рисунок 3.8. Картины поля и токов паза МКОС

Результаты моделирования показали, что при частотах более 500 Гц наблюдается существенное вытеснение тока в активных проводниках компактной обмотки статора. При этом, вытеснение тока неравномерно — в нижнем слое вытеснение тока значительно меньше, чем в верхнем. Это объясняется формой магнитного поля в пазу сердечника, и согласуется с исследованиями других учёных [49].

Относительная разность плотности тока по сечению активных проводников МКОС для рассмотренных частот равна:

$$\Delta J'_f = \frac{J_{max} - J_{min}}{J_{cp}}; \quad (3.4)$$

$$\Delta J'_{50} = 0,03;$$

$$\Delta J'_{250} = 0,108;$$

$$\Delta J'_{500} = 0,36;$$

$$\Delta J'_{1000} = 0,833.$$

Как видно, на основной гармонике эффект вытеснения тока незначителен, поэтому предложенная конструкция компактной обмотки, предусматривающая вертикальное расположение активных проводников в пазу, не приводит к увеличению добавочных потерь в меди. Наибольшая плотность тока наблюдается в верхней части проводника верхнего слоя обмотки, что объясняется высокой концентрацией силовых линий магнитного поля вблизи коронок зубцов.

Приведённые результаты моделирования показали неравномерное распределение плотности тока в участках с изменяющимся сечением обмотки МКОС, а также вытеснение тока в активных проводниках на высоких частотах. Это необходимо учитывать при расчете активных сопротивлений фаз обмотки, а также активных потерь в статоре МКОС.

В данном разделе рассмотрены варианты моделирования обмоток и активных частей МКОС. Изменение сечения лобовых проводников приводит к неравномерному распределению плотности тока в объёме проводников. Предложены МКЭ-модели электрических полей обмоток статора МКОС, учитывающие особенности конструкции и растекание токов в участках проводников, позволяющие проводить 2D-моделирование участков витков с целью экономии времени расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора МКОС. Результаты моделирования электромагнитного поля методом конечных элементов позволяют предложить улучшения конструкции компактной обмотки, снижающие относительную разность плотности тока по объёму проводника и приводящие к экономии меди. Перепад плотности тока снижается с 4,39 до 2,27. Результаты моделирования вытеснения тока в активных проводниках статора на высших гармониках показывают, что в активной части витка компактной обмотки сечением $3,4 \times 1,7$ мм относительная разность плотности тока на частоте 50 Гц составляет 0,03, а на частоте 1000 Гц относительная разность плотности тока вырастает до 0,833.

3.2. Моделирование электромагнитного поля в торцевых частях МКОС

Оценим влияние особенностей конструкции обмотки статора МКОС на магнитное поле лобового рассеяния статора на примере асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.

Известна методика моделирования магнитного поля статора машин с традиционными обмотками, описанная в работе [74]. Здесь магнитное поле в активной части машины, без учёта краевых эффектов в областях, близких к торцам сердечников, считают плоско-параллельным. Это позволяет моделировать картину поля в поперечном сечении статора, перпендикулярном направлениям тока в активных проводниках, с высокой точностью. Однако, в рассмотренных лобовых частях традиционных обмоток со сложной пространственной конфигурацией моделирование электромагнитных процессов требует трёхмерной постановки задачи. На рисунке 3.9 показан сердечник и обмотка статора стандартной машины переменного тока. Видна сложная структура лобовых проводников обмотки статора. Объём лобовых частей обмотки соизмерим с объёмом активной части статора. Обозначены границы областей моделирования [74].

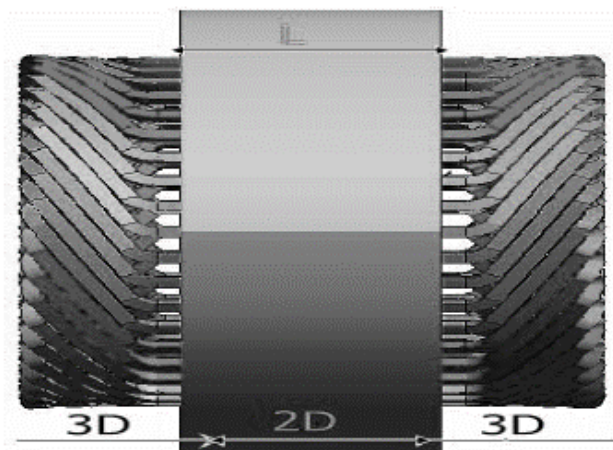


Рисунок 3.9. Области 2D и 3D моделирования магнитного поля статора

Перейдём к рассмотрению электромагнитных процессов в торцевых зонах МКОС. На рисунке 3.10 показан вид торца восьмиполюсной асинхронной машины с компактной обмоткой статора. Над сердечником расположены группы лобовых

проводников ветвей фаз обмотки, обозначенные 1. В каждом пазу лежит три активных проводника, принадлежащих виткам различных ветвей фаз. Сердечник 2 из шихтованной стали, анизотропная магнитная проницаемость которого в дальнейшем моделируется чередующимися слоями стали и лака — диамагнетического материала. Показано кольцо медной беличьей клетки 3 и сердечник ротора 4, который отделён от статора воздушным зазором 5. Размеры лобовых проводников и проводников в пазах $1,7 \times 3,4$ мм. Размеры перемычек — $1,7 \times 1,7$ мм, величина зазора между лобовыми частями и сердечником $\Delta_{лч} = 2,5$ мм. Номинальный ток фазы статора $I_n = 25$ А.

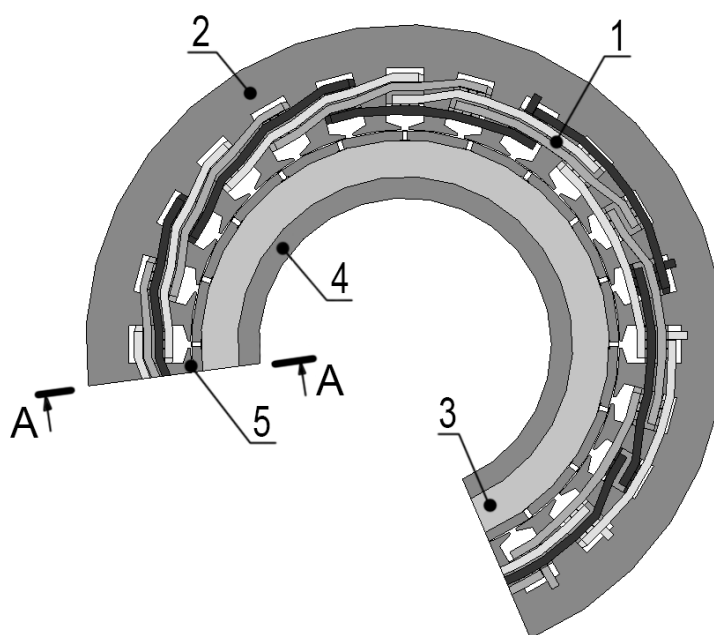


Рисунок 3.10. Торец активной части МКОС

В МКОС, расположение лобовых проводников обмотки статора параллельно торцам сердечника позволяет воспользоваться для моделирования магнитного поля лобового рассеяния плоскопараллельными 2D моделями. При этом для моделирования выбираются плоскости, перпендикулярные направлениям токов в лобовых проводниках компактной обмотки статора.

Для исследования электромагнитных процессов в активной и торцевой частях МКОС созданы 2D полевые модели в *Elcut*. Приведём результаты моделирования магнитного поля в поперечном сечении активной части МКОС.

На рисунке 3.11 показаны мгновенные значения индукции и силовые линии магнитного поля для симметричной трехфазной системы токов статора. Частота тока обмотки статора при моделировании — 50 Гц , действующее значение — 25 А . Моделировалась МКОС с сердечниками, набранными из листов электротехнической стали 2411 с толщиной листа $0,5 \text{ мм}$. В модели три проводника в слое паза статора заменены одним эквивалентным, сечение которого равно сумме сечений трех проводников, а высота равна высоте проводников. Приведем картину поля для четырёхполюсной МКОС с короткозамкнутым ротором.

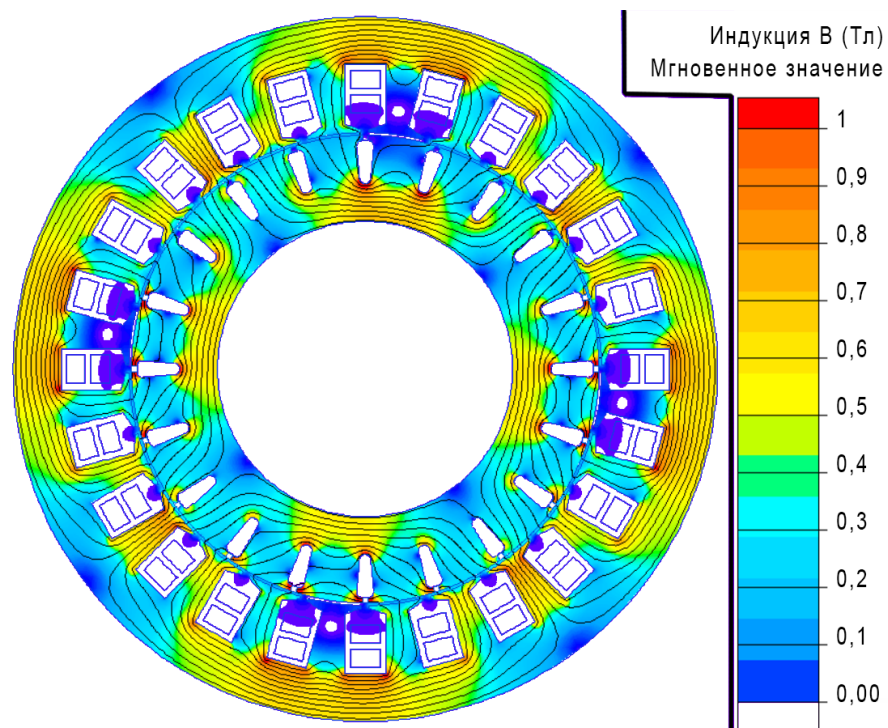


Рисунок 3.11. Распределение магнитной индукции в поперечном сечении МКОС

На цветовой шкале обозначены величины индукции магнитного поля МКОС при неподвижном роторе. Максимальное амплитудное значение индукции достигает $1,52 \text{ Тл}$ в ярме ротора, а индукция в воздушном зазоре в среднем равна $0,32 \text{ Тл}$. Картина магнитного поля на рисунке 3.11 соответствует картинам поля машин переменного тока со стандартными обмотками. Следовательно, магнитную проводимость пазового и дифференциального рассеяния в МКОС следует рассчитывать по традиционным методикам.

На рисунке 3.12 изображена картина магнитного потенциала в торцевой части МКОС, полученная при моделировании в плоскости сечения А-А на рис. 3.10, перпендикулярной направлению тока в лобовых проводниках. Обозначения аналогичны рисунку 3.10.

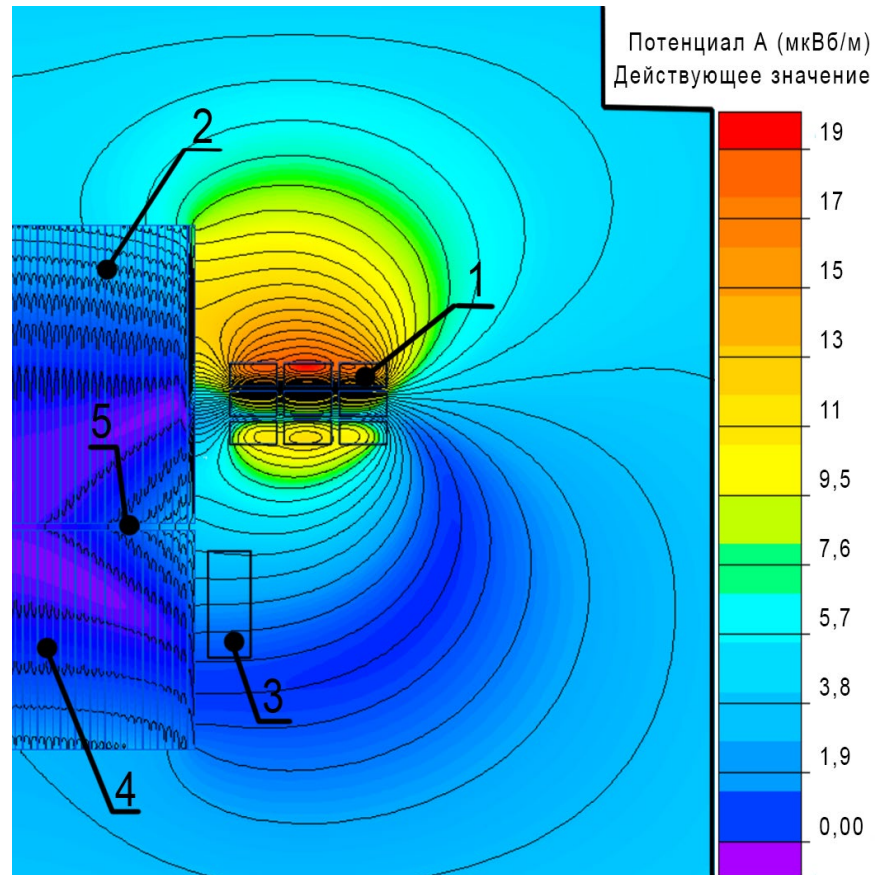


Рисунок 3.12. Распределение потенциала магнитного поля в торцевой зоне МКОС с немагнитным зазором

На рис. 3.12 показано сечение трёх групп лобовых проводников обмотки МКОС. Группы лобовых проводников расположены над зубцами и пазами сердечника статора (как на рис. 3.10) с немагнитным зазором 2,5 мм. В модели учтена дискретная структура стали сердечников и медное короткозамыкающее кольцо ротора. Насыщение стали сердечников от основного магнитного потока не учитывается в данной модели. Как видно, максимальный потенциал магнитного поля наблюдается у лобовых проводников со стороны ярма сердечника статора. При действующем значении тока фазы статора 25 А потенциал достигает $1,9 \cdot 10^{-5}$ Вб/м. Изомерность силовых линий магнитного поля здесь $2 \cdot 10^{-6}$ В. По причине

несимметрии магнитопровода, над которым расположены лобовые проводники, распределение потенциала магнитного поля в пространстве несимметрично. Потенциал поля лобового рассеяния статора увеличивается в направлении к ярму статора из-за большего объёма стали ярма, и уменьшается в сторону воздушного зазора и медной клетка ротора — эти части имеют меньшую магнитную проницаемость.

На рис. 3.12 силовые линии магнитного поля лобового рассеяния замыкаются по стали сердечника статора, что влияет на индуктивности лобового рассеяния фаз и приводит к возникновению вихревых токов в стали и дополнительному тепловыделению. Эти явления необходимо учесть при расчёте потерь МКОС.

Для исследования влияния поля лобового рассеяния на нагрев и потери в стали, проведено моделирование распределения магнитной индукции поля лобового рассеяния МКОС, результаты которого изображены на рисунке 3.13. Режим работы МКОС при моделировании совпадает с предыдущей моделью.

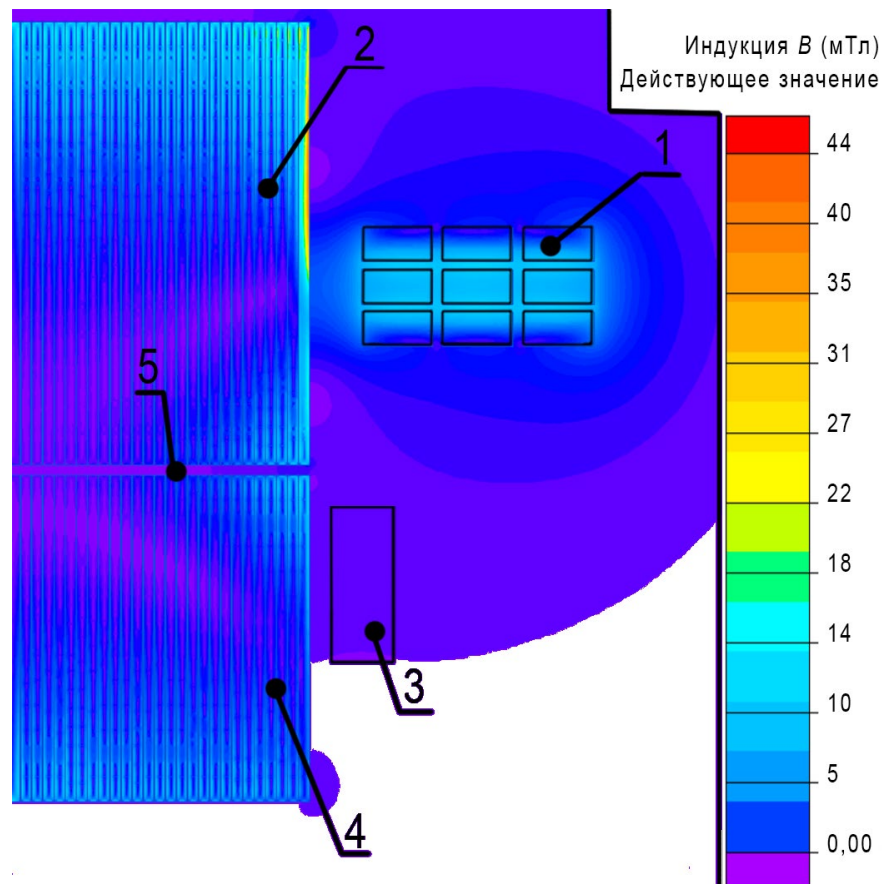


Рисунок 3.13. Распределение индукции магнитного поля лобового рассеяния в торцевой зоне МКОС с немагнитным зазором

Наибольшая индукция поля лобового рассеяния на рис. 3.13 наблюдается в верхнем листе стали сердечника статора ближе к ядру, и достигает 44 мТл . Среднее по сечению верхнего листа значение индукции при этом $11,3 \text{ мТл}$. Можно сделать вывод, что магнитное поле лобового рассеяния незначительно влияет на насыщение стали сердечника. В модели не учтено насыщение стали статора, поскольку оно незначительно влияет на величину вихревых токов. Расчёты показали, что средняя мощность тепловыделения токами, индуцируемыми магнитным полем лобового рассеяния, в верхнем листе стали сердечника $0,078 \text{ мВт}$ и пренебрежимо мала в других листах.

Проведём моделирование электромагнитного поля лобового рассеяния в торцевых зонах МКОС, когда между лобовыми проводниками и торцевой поверхностью статора находится только изоляция групп проводников (без немагнитного зазора $\Delta_{лч}$). Результаты этого моделирования изображены на рисунке 3.14.

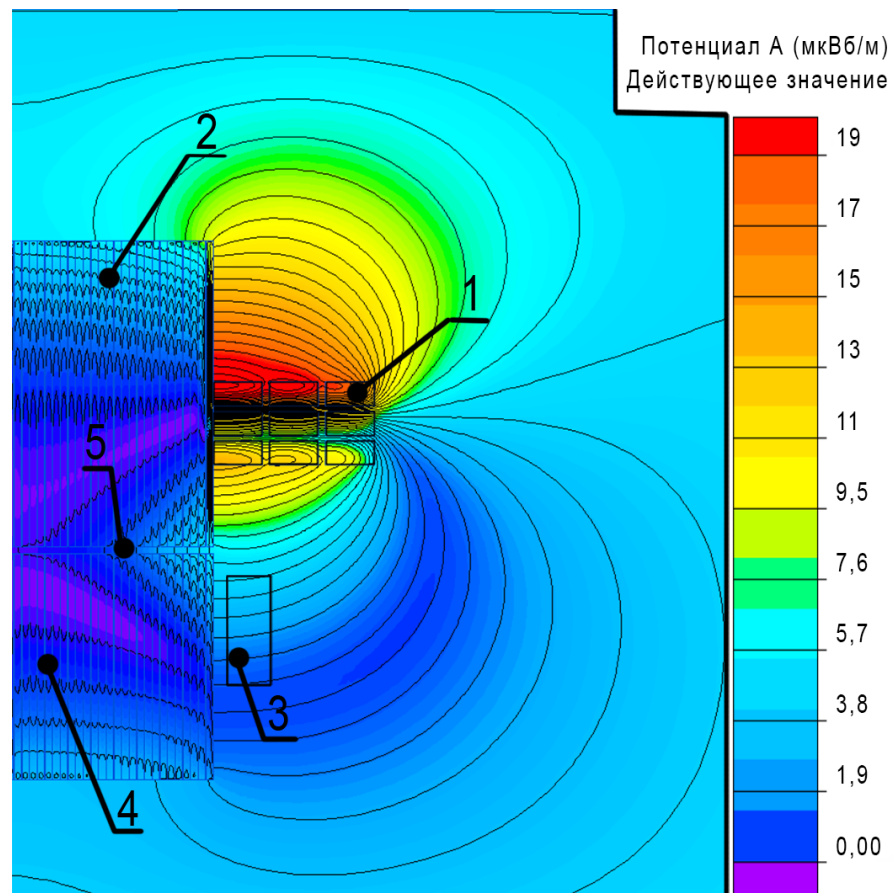


Рисунок 3.14. Распределение потенциала магнитного поля в торцевой зоне МКОС без немагнитного зазора

На рис. 3.14 по верхнему листу стали сердечника статора замыкается больше силовых линий, чем на рисунке 3.12. Максимальный потенциал магнитного поля увеличился до $2,21 \cdot 10^{-5}$ Вб/м, локализуясь у внешних лобовых проводников, и сместился ближе к торцу сердечника. Изомерность силовых линий магнитного поля на рисунке 3.14 составляет $2 \cdot 10^{-6}$ В.

Результаты моделирования распределения индукции поля лобового рассеяния, соответствующие потенциалам рисунка 3.14, изображены на рисунке 3.15. Максимальное значение индукции увеличивается, по сравнению с вариантом рис. 3.13, почти вдвое — до $76,1$ мТл. При этом, средняя мощность тепловыделения токами, индуцируемыми магнитным полем лобового рассеяния в верхнем листе стали сердечника, увеличивается более чем вдвое и достигает $0,16$ мВт, но также мала относительно потерь в стали от действия основного магнитного потока (оценка доли дополнительных потерь в стали от магнитного поля лобового рассеяния приведена в разделе 4.3).

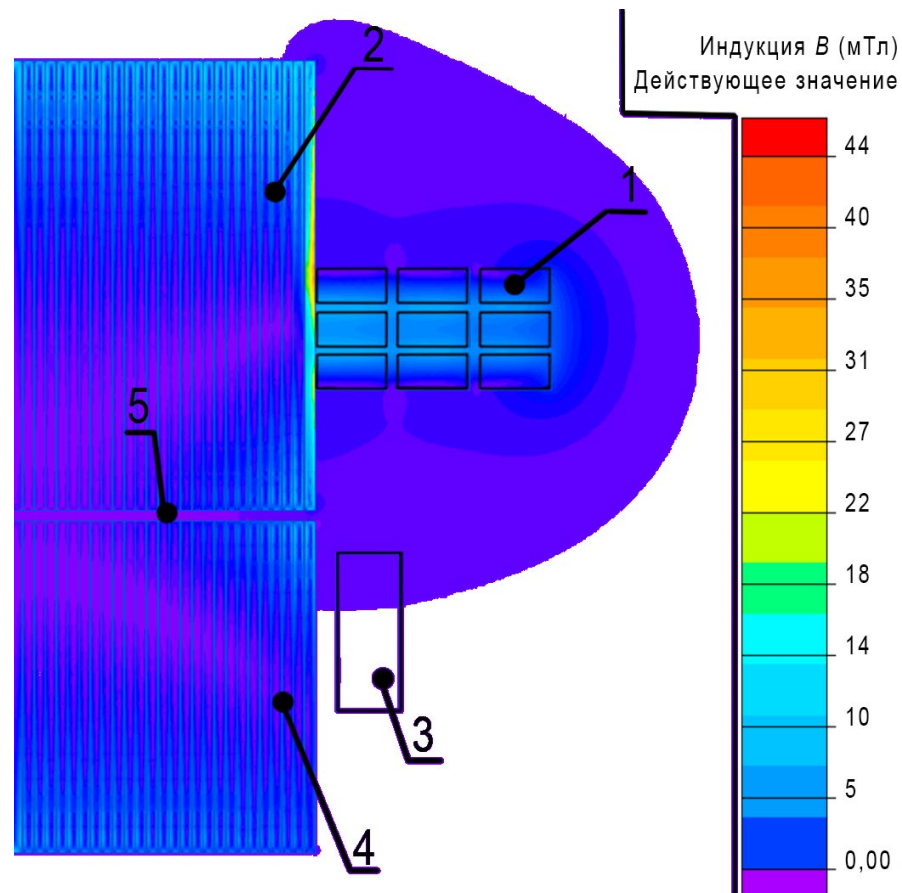


Рисунок 3.15. Распределение индукции магнитного поля лобового рассеяния в торцевой зоне МКОС без немагнитного зазора

В данном разделе приведено описание МКЭ-моделей электромагнитного поля, создаваемого лобовыми частями обмоток МКОС. Доказано, что картина магнитного поля в поперечном сечении активной части МКОС не отличается от картин поля машин со стандартными обмотками. Следовательно, магнитные проводимости пазового и дифференциального рассеяния в МКОС следует рассчитывать по традиционным методикам. Особенности конструкции обмоток статора МКОС позволяют при исследовании поля лобового рассеяния решать плоско-параллельную задачу, в отличие от 3D-моделирования полей, создаваемых лобовыми проводниками традиционных обмоток. Приведены картины результатов моделирования распределения магнитного потенциала и индукции магнитного поля лобового рассеяния. Магнитное поле лобового рассеяния незначительно влияет на насыщение стали сердечника. Потери от вихревых токов магнитного поля лобового рассеяния пренебрежимо малы по сравнению с основными потерями в стали сердечника статора.

3.3. Моделирование тепловых процессов в торцевых и активной зонах статора МКОС

Уменьшение сечений перемычек приводит к увеличению их активных сопротивлений. При этом выделение тепла с их поверхностей возрастает. Это явление требует исследования тепловых процессов в пазах и лобовых частях активной части статора МКОС для определения температуры перемычек. В модели принято допущение, что процессы в объёме статора циклически повторяются как в пространстве, так и во времени — это позволяет использовать приведённые ниже дифференциальные уравнения для описания распределения теплового поля.

Метод конечных элементов удобно использовать для расчёта электромагнитного поля и источников тепловыделения МКОС. Для двухмерной плоской модели поле описывается уравнением:

$$j\omega\sigma A + \nabla \times (\mu_0^{-1}\mu_r^{-1}\nabla \times A) - \sigma v \times (\nabla \times A) = \left(\frac{\sigma\Delta V}{L} + J_z^e\right) e_z A = A_z e_z; \quad (3.5)$$

где: J_z^e — плотность внешнего тока; v — вектор скорости движения элементов ротора; σ — электропроводность; A — векторный магнитный потенциал; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; μ_r — относительная магнитная проницаемость среды; ΔV — разность потенциалов, приложенная к проводнику; L — длина проводника в направлении оси Z ; ω — круговая частота.

В качестве граничных условий принято равенство нулю магнитного потенциала на удаленной границе расчетной области:

$$A_z = 0. \quad (3.6)$$

Наличие двух магнитных сред – статора и ротора – учтено в уравнении путём задания кривой намагничивания в модели *Comsol*.

Одной из задач при проектировании машин переменного тока является расчёт предельных режимов для обеспечения допустимой температуры токоведущих частей и сердечников статора и ротора [107-109]. Для определения внутренних источников тепла сперва решается электромагнитная задача в системе проводников ротора и статора. В активных проводниках ротора в зависимости от скольжения изменяется частота тока, что приводит к перераспределению потерь в этих проводниках. Отдельно рассматривается задача определения источников тепла в проводниках лобовых частей обмотки. Отсутствие замкнутого магнитопровода в пространстве около лобовых частей приводит к картине распределения плотности тока, отличающейся от распределения тока в активных проводниках. Даже на низких частотах тока в отдельных участках витков обмотки МКЭС наблюдается неравномерное распределение плотности тока и, что важнее, в распределении плотности мощности тепловыделения.

Расчёт тепловых процессов в торцевых и активной зонах статора требует решения задач, связанных с определением коэффициентов теплообмена между элементами конструкции и воздушной средой [110,111], а также с определением коэффициентов теплопроводности через многослойную изоляцию с воздушными промежутками. Решение первой задачи обеспечивается решением уравнений гидродинамики, описывающих движение воздуха в корпусе МКЭС или, в

упрощённом варианте, аналитическим расчётом коэффициентов теплообмена. Учёт воздушных промежутков между слоями изоляции в математической модели требует учёта многих факторов, в том числе от качества сборки, наличия вибраций.

Условия охлаждения торцевых зон статора МКОС определяются следующим:

1. Принудительное охлаждение машины обеспечивает продольное движение воздуха и обдув лобовых частей статора.
2. Уменьшение зазора между лобовыми частями компактной обмотки статора и корпусом увеличивает гидравлическое сопротивление движению воздуха и способствует снижению коэффициента теплоотдачи.
3. Лобовые проводники компактной обмотки статора выполнены в виде групп отдельно расположенных проводников параллельно торцам сердечника, и имеют чередующиеся участки электроизоляции и воздуха между изолированными проводниками.

Тепловые расчёты в активной и торцевых зонах статора МКОС необходимо проводить с учетом немагнитного зазора между сердечником статора и лобовыми проводниками. При малом немагнитном зазоре циркуляция воздуха в нём затруднена, что приводит к снижению коэффициента конвективного теплообмена на прилегающих к зазору поверхностях лобовых проводников обмотки и торцевой части статора. Аналогичная ситуация складывается в зазоре между статором и ротором. Несмотря на интенсивную циркуляцию воздуха, не возникает его продольного движения, и, следовательно, нагретые воздушные массы слабо замещаются более холодными из окружающего пространства.

Тепловые процессы в активной и торцевых зонах статора МКОС описываются дифференциальным уравнением в частных производных вида:

$$\frac{\partial T(r, x, t)}{\partial t} = \nabla \cdot (k \nabla T) + \frac{1}{c(T)\gamma} W(x, y, z, t), \quad (3.7)$$

с начальными и граничными условиями:

$$\begin{cases} T(x, y, z, 0) = T_0 = T_c; \\ n \cdot (k \nabla T) = \alpha(T - T_c); \end{cases} \quad (3.8)$$

где: n — нормаль к границе расчётной области; c — удельная теплоёмкость материалов сердечника и проводника; γ — плотность материалов сердечника и проводника; α — коэффициент конвективного теплообмена, k — коэффициент теплопроводности материалов сердечника и проводника, $W(x, y, z, t)$ — функция распределения внутренних источников тепла.

В уравнении (3.7) нет деления расчётной области на отдельные уравнения, соответствующие различным подобластям. В уравнении (3.7) параметры зависят от температуры. Функция $W(x, y, z, t)$ описывает характер распределения температуры по пространственным координатам и во времени в различных средах. Для корректного учёта влияния температуры на электропроводность размеры конечных элементов, особенно в области тепловыделения, принимаются достаточно малыми.

Дифференциальное уравнение в частных производных (3.7) описывает несколько сред, которые включают медные проводники обмоток статора, шихтованное железо, витковая и пазовая изоляция. При задании свойств материалов учитывалась анизотропия в стали сердечника, обусловленная наличием множества слоев лакированного металла.

В работе [110] проведён анализ электрических и связанных с ними тепловых процессов в электропроводящем стержне изменяющегося сечения. Участки протекания тока являются источниками теплового излучения, и, соответственно, увеличение плотности тока в конечном объёме проводника, как, например, в перемычке уменьшенного сечения компактной обмотки, согласно закону Джоуля-Ленца (3.9) приводит к увеличению выделения тепла в данном объёме. Это может быть связано как с уменьшением сечения проводника в направлении линий тока, так и с увеличением их концентрации при изменении формы и сечения проводника [73]. Возникает необходимость исследования теплового режима перемычек уменьшенного сечения для определения, не приводит ли наличие участков уменьшенного сечения к перегреву обмотки статора МКЭС.

Закон Джоуля-Ленца в векторной форме:

$$w = \bar{j} \cdot \bar{E}; \quad (3.9)$$

где вектор плотности тока j , с целью получения картин распределения тока в проводнике изменяющегося сечения, для магнитоэлектростатической задачи может быть заменён на произведение проводимости проводника на вектор напряжённости электрического поля: $\bar{j} = g\bar{E}$.

Характер распределения температуры по объёму проводника при протекании тока в стержнях переменного сечения, полученный с помощью трёхмерного МКЭ-моделирования, описан в работе [103]. Согласно результатам статьи, можно сделать вывод, что характер нагрева проводника переменного сечения определяется не только его физическими свойствами, но и геометрическими размерами проводника.

Численный расчёт потерь мощности от вихревых токов, наводимых в торцевой поверхности сердечника статора полем лобового рассеяния, проведённый в разделе 3.2, доказал, что ими можно пренебречь. При увеличении расстояния между лобовыми проводниками, и при увеличении немагнитного зазора между лобовыми проводниками и сердечником $\Delta_{лч}$ индукция поля лобового значения принимает ещё более низкие значения. Важным является то, что к торцу сердечника примыкает меньшая сторона прямоугольных проводников перемычек. Благодаря такой ориентации даже возле единичных проводников большой длины (до 60 мм), а не массива проводников, выделяется мощность, равная 0,0003 Вт, согласно проведённому в разделе 3.2 численному моделированию. Таким образом, эффект от наведённых вихревых токов в торцевой поверхности стали статора пренебрежимо мал.

Площадь сечения активного проводника $3,4 \cdot 1,7 = 5,78 \text{ мм}^2$. Площадь сечения меди в пазу статора $5,78 \cdot 6 = 34,7 \text{ мм}^2$, а в пазу ротора — 40 мм^2 . Моделировалось распределение тепла в обмотке статора асинхронной машины при действующих значениях тока фазы обмотки статора от 16 до 36 А на частоте тока 50 Гц. При действующем значении фазного тока 16 А объёмная мощность тепловыделения равна 100000 Вт/м^3 . Из-за практически отсутствующего краевого эффекта распределение плотности тока вдоль активного проводника считаем равномерным.

Температура в массиве перемычек уменьшенного сечения и в массиве активных проводников одного паза отличается из-за разных условий теплообмена с окружающей средой. В пазу имеет место хороший контакт проводника через слой электрической изоляции с поверхностью сердечника. Массив перемычек, не объединённых общей изоляцией, находится в более тяжёлых тепловых условиях. Обдув лобовых участков осуществляется менее эффективно, чем поверхности ротора и статора в зазоре. Поверхность массива перемычек, обращенная к ротору, практически теплоизолирована, так как в небольшом немагнитном зазоре и воздушном зазоре между статором и ротором движение воздуха затруднено.

Более сложная задача состоит в исследовании взаимного влияния температурных распределений в перемычках и ближайших к ним частях лобовых и активных проводников обмотки статора. Чем короче участок проводника, тем ближе средняя по длине проводника температура к исходной, заданной в середине длины активного проводника.

Проведём моделирование тепловых процессов в проводниках обмотки статора. Для исследуемой МКОС при токе фазы 36 А минимальная температура в активном проводнике равна $132,1\text{ }^{\circ}\text{C}$, а в максимальной в лобовой части $132,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Температуры на краях проводника в пазу и лобовой части представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2.

Ток, А	16	20	25	30	36
Удельная мощность тепловыделения, Вт/м ³	100000	156000	244000	351000	506000
Обмотка из прямоугольного провода постоянного сечения					
Температура лобового проводника, °С	26,2	40,8	63,9	91,9	132,5
Температура активного проводника, °С	26,1	40,7	63,7	91,7	132,1
Компактная обмотка изменяющегося сечения					
Температура лобового проводника, °С	31,9	49,7	77,7	111,8	161,1
Температура активного проводника, °С	31,6	49,4	77,1	111	160

Проведены дополнительные исследования влияния локальных изменений сечения проводника. Наличие перемычки уменьшенного сечения характеризуется дополнительным тепловыделением, приводящим к росту температуры всего проводника, что отражено в таблице 3.2. Кроме этого, локальное увеличение активного сопротивления сопровождается изменением градиента температуры в месте сужения, как показано на рисунке 3.16. Анализ таблицы 3.2 показывает, что локальное уменьшение сечения проводника приводит к возрастанию максимального значения температуры в лобовой части. При токе 36 A температура увеличивается на 13°C . Диаграмма температуры 2, показанная на рисунке 3.16, получена для варианта конструкции, когда перемычка длиной $\Delta_{лч} = 2,5\text{ мм}$ имеет вдвое уменьшенное, по сравнению с сечением активного проводника, сечение. Диаграмма 1 иллюстрирует температуру в проводнике постоянного сечения, а диаграмма 2 — в проводниках компактной обмотки. На рисунке 3.16 также обозначены участки I, II и III, соответствующие активному проводнику, перемычке и лобовой части соответственно.

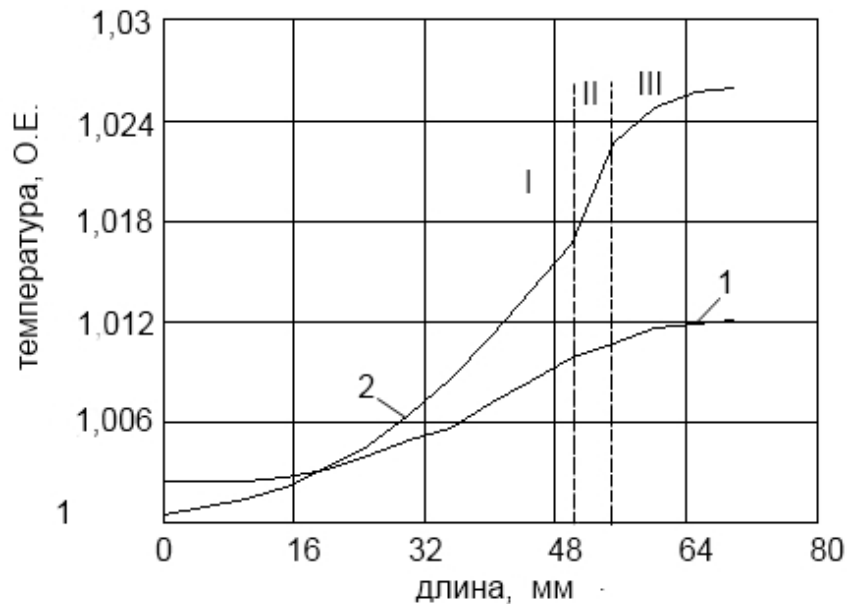


Рисунок 3.16. Диаграммы температур в проводниках обмотки

Таким образом, на среднее значение температуры обмотки оказывают значительное влияние условия охлаждения, зависящие от числа слоев изоляции,

коэффициентов теплопроводности, а также особенности конструкции компактной обмотки, включающие размеры активных, лобовых проводников, перемычек и величину немагнитного зазора между лобовыми частями и сердечником.

Рассмотрим условия принудительного охлаждения асинхронной машины. Для торцевой поверхности статора и прилегающих лобовых частей обмотки можно принять движение воздуха параллельно плоскости торца. Средняя скорость воздуха принимается равной линейной скорости движения внешнего радиуса вентилятора принудительного охлаждения:

$$v_0 = \omega r; \quad (3.10)$$

где: ω — круговая скорость вращения вентилятора, r — его радиус.

При частоте напряжения двигателя 50 Гц и числе пар полюсов, равном четырем, скорость вращения 750 об/мин . При радиусе вентилятора r , равном $0,044 \text{ м}$, линейная скорость равна $3,46 \text{ м/с}$.

Число Рейнольдса, в котором в качестве характерного размера принимается длина окружности, соответствующая среднему радиусу статора, определяется согласно выражению [109]:

$$Re = \frac{v_0 l_m}{\nu} \quad (3.11)$$

где расчетная длина l_m окружности определяется:

$$l_m = 2\pi(r_{max} - r_{min})/2. \quad (3.12)$$

При значении кинематического коэффициента вязкости воздуха, равном $\nu = 15,1 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2/\text{с}$, величина коэффициента Рейнольдса равна $0,785 \cdot 10^5$.

Исходя из величины коэффициента Рейнольдса, определяется режим движения воздуха. Сформировавшееся турбулентное движение при продольном обтекании пластины возникает при превышении величины $Re = 5 \cdot 10^5$. Но в случае наличия возмущающих факторов в виде сложной поверхности с резкими перепадами возникает переходный режим. Таким образом, поток воздуха в МКОС принимается турбулентным, для которого определяется критерий Нуссельта [110]:

$$\overline{Nu} = 0,032Re^{0,8} = \frac{\alpha l_m}{\lambda}; \quad (3.13)$$

здесь: λ – коэффициент теплопроводности воздуха. При температуре $20\text{ }^\circ\text{C}$ коэффициент теплопроводности равен $0,0257\text{ Вт}/(\text{м}^\circ\text{C})$. Из этого выражения можно найти коэффициент конвективного теплообмена $\alpha=60\text{ Вт}/(\text{м}^2\text{ }^\circ\text{C})$.

Коэффициент конвективного теплообмена принимает значения от $5\text{ Вт}/(\text{м}^2\text{ }^\circ\text{C})$ на участках без принудительного движения воздуха и до $60\text{ Вт}/(\text{м}^2\text{ }^\circ\text{C})$ на участках с наиболее интенсивным движением. На участках, закрытых от прямого воздействия потоков воздуха, заданы промежуточные значения коэффициента конвективного теплообмена. Учитывая наличие большого количества поверхностей, через которые осуществляется теплообмен с окружающей средой, роль каждого элемента может быть существенной. Особенно это касается предельных режимов.

Распределения температуры в статоре для различных значений немагнитного зазора между лобовыми частями и сердечником представлены на рисунке 3.17. Ток в каждом эквивалентном стержне равен 30 А .

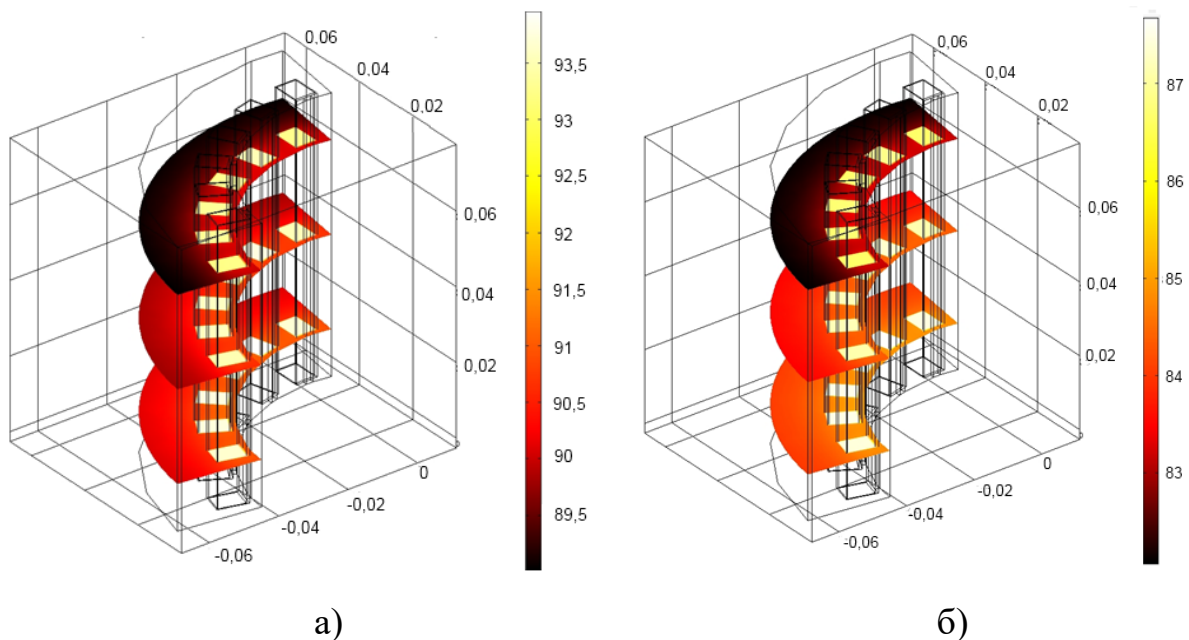


Рисунок 3.17. Распределение температур в активной части статора

На этих рисунках активные проводники в пазах заменены одним эквивалентным по сечению стержнем. На рисунке 3.17а приведено распределение

температур в активных проводниках и сердечнике статора для варианта конструкции с немагнитным зазором $\Delta_{лч} = 2$ мм, а на рисунке 3.17б — для $\Delta_{лч} = 15$ мм.

Снижение площади теплообмена торцевых частей статора, вследствие экранирования их лобовыми частями обмотки при малом зазоре (до 4..5 мм), уменьшает общий поток тепла, отводимого с поверхности торцов статора, и приводит к росту температуры машины. В то же время, такое расположение лобовых частей вблизи поверхности статора ухудшает теплообмен и лобовых проводников, объединенных в группы. Следовательно, с учётом интенсивности конвективного теплообмена между лобовыми частями, активными проводниками и сердечником, для улучшения теплового режима немагнитный зазор $\Delta_{лч}$ рекомендуется увеличивать, либо снижать до нуля.

Лобовые проводники каждой группы обмотки статора могут быть связаны общей изоляцией для придания жесткости и повышения надежности. Условия охлаждения этих проводников при малом зазоре хуже, чем тех, что расположены в пазах. Это приводит к повышению температуры лобовых проводников, представленной на рисунке 3.18. Диаграмма температур по высоте лобовых частей отражает несимметричные условия охлаждения отдельных проводников. Средние значения коэффициентов теплообмена для проводников группы приняты различными на разных поверхностях проводников.

На рисунке 3.18 диаграмма 1 иллюстрирует температуру лобовых проводников, объединённых общей изоляцией и расположенных без воздушного зазора друг к другу. Диаграмма 2 иллюстрирует температуру лобовых проводников, имеющих только один слой витковой изоляции и расположенных с воздушным зазором между проводниками.

Таким образом, для улучшения теплообмена в зоне лобовых частей обмотки статора необходимо связывать проводники групп лобовых частей, соединяющих активные проводники одних пазов, в плотную общей изоляцией.

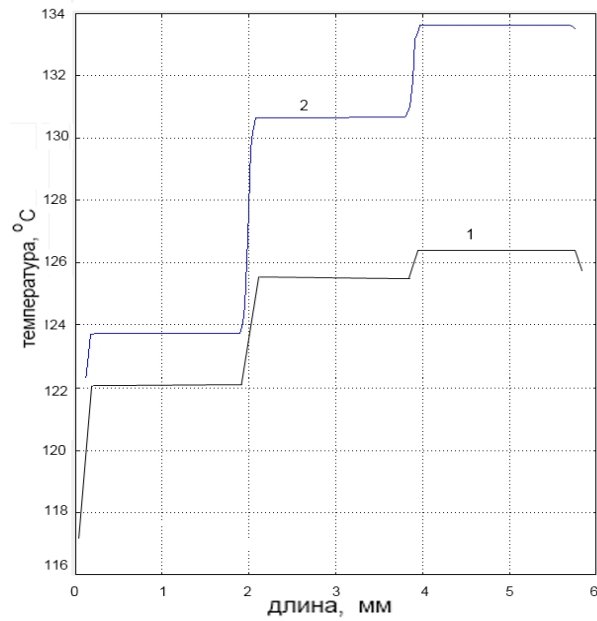


Рисунок 3.18. Диаграммы температур проводников в лобовых частях

Как было показано выше, для улучшения циркуляции воздуха и повышения коэффициентов теплообмена в торцевых зонах статора нужно увеличивать немагнитный зазор между лобовыми частями и торцами сердечника либо выполнять лобовые без зазора на сердечнике статора. Далее приведены результаты расчётов тепловых процессов при значительном воздушном зазоре ($\Delta_{лч} = 15 \text{ мм}$) между лобовыми частями и торцами сердечника статора. Расчёты проведены для различных сочетаний коэффициентов теплообмена на поверхностях лобовой части обмотки и торцевой поверхности статора. Проведены расчёты температурных распределений в проводниках статора, соединённых с лобовыми частями. Результаты представлены в таблице 3.3, где температуры как активных, так и лобовых проводников приняты средними по сечению.

Данные таблицы 3.3 позволяют сделать вывод, что происходит выравнивание температуры активных проводников в пазах и лобовых частях обмотки статора, снижаются максимальные температуры всех частей МКОС. К недостаткам этого варианта улучшения охлаждения тяговых двигателей можно отнести увеличение вылета лобовых частей обмотки статора. Это приводит к некоторому росту габаритов двигателя.

Таблица 3.3.

№	Коэффициент теплообмена, Вт/(м ² °С)		Температура пазовых проводников, °С		Температура лобовых частей, °С	
	Торец статора	Лобовые части	мин	макс	мин	макс
1	30	29	107,5	109,5	108,3	109,1
2	30	35	98,8	100,6	99,1	100
3	30	39	86,8	88,9	86,8	87,7
4	60	43	73,5	75,8	72,8	73,55
5	60	29	90,3	92	89,8	90,3

Таким образом, показано, что особенности конструкции обмоток статора МКОС с циклически изменяющимся поперечным сечением проводников обмотки, влияют на тепловые процессы. Повышение температуры проводников фазы, связанное с ухудшением теплообмена в торцевых частях статора с компактной обмоткой, зависит от режима охлаждения машины и особенностей конструкции обмотки, например, величины немагнитного зазора между лобовыми частями и сердечником. Максимальная температура лобового и активного проводника может быть снижена за счёт увеличения величины немагнитного зазора по причине улучшенного конвективного теплообмена между лобовыми частями и сердечником в активной части асинхронных машин с принудительным охлаждением. Однако, это несколько снижает эффект уменьшения массы и объема машин с новыми обмотками. Поэтому предложено объединять лобовые проводники групп и фаз общей изоляцией, а также выполнять лобовые части без немагнитного зазора.

В разделе проиллюстрировано, что на среднее значение температуры обмотки оказывают значительное влияние условия охлаждения, зависящие от числа слоев изоляции, коэффициентов теплопроводности, а также размеры области с уменьшенным сечением. Результаты расчетов свидетельствуют о выравнивании температуры активных проводников в пазах и лобовых частях обмотки статора.

Результаты численного моделирования показали, что локального перегрева переемычек уменьшенного сечения не возникает по причине высокой теплопроводности медного проводника, а наличие переемычек уменьшенного сечения в компактной обмотке несколько увеличивает значение максимальной температуры — в частности, для исследуемой асинхронной машины и варианта конструкции с немагнитным зазором $\Delta_{лч} = 2,5$ мм максимальная температура лобовой части увеличивает на 22%. Разница между температурой в активном и лобовом проводнике при этом достигает 13%. Это приводит к выводу, что в наиболее тяжёлом тепловом режиме находятся не переемычки уменьшенного сечения, а лобовые части, и необходимо принять меры к снижению их нагрева.

3.4. Выводы

1. Предложены конечно-элементные модели электрических полей компактных обмоток машин, учитывающие растекание токов в участках с изменяющимся сечением. Сделан вывод, что неравномерное распределение плотности тока в активных и лобовых проводниках компактной обмотки необходимо учитывать при расчете активных сопротивлений фаз обмотки, а также активных потерь в машине.

2. Результаты исследования вытеснения тока в активных проводниках обмотки статора на высших гармониках показывают, что в активной части витка компактной обмотки сечением $1,7 \times 3,4$ мм относительная разница плотности тока на частоте 50 Гц составляет $0,03$, а на частоте 1000 Гц — вырастает до $0,833$. Сделан вывод, что явление вытеснения тока на частотах до 500 Гц при указанных размерах активных проводников несущественно и не требует учёта.

3. Приведены результаты моделирования распределения магнитного потенциала и индукции магнитного поля лобового рассеяния. Для описанной асинхронной машины с номинальным током фазы обмотки статора $I_n = 25$ А и немагнитным зазором между лобовыми частями и сердечником $\Delta_{лч} = 2,5$ мм, средняя мощность тепловыделения вихревыми токами, индуцируемыми

магнитным полем лобового рассеяния, в верхнем листе стали сердечника равна $0,078 \text{ мВт}$, а для варианта без зазора — это тепловыделение возрастает в $2,11$ раз до $0,16 \text{ мВт}$. Таким образом, вихревые токи в крайних листах сердечника статора вызывают потери, на порядок меньшие основных потерь в стали сердечника статора.

4. Приведены результаты численного моделирования тепловых полей статора МКОС. Они показали, что перегрева перемычек уменьшенного сечения обмотки МКОС не возникает. Перемычки уменьшенного сечения несколько увеличивают значение максимальной температуры обмотки МКОС. Например, при зазоре $\Delta_{лч} = 2,5 \text{ мм}$ максимальная температура лобовой части обмотки МКОС увеличивается на 22% по сравнению с традиционной обмоткой, а разница между температурой в активном и лобовом проводнике при этом достигает 13% .

5. Предложено снижать температуру проводников компактной обмотки объединением лобовых проводников общей изоляцией и расположением лобовых частей непосредственно на торце сердечника статора с минимальным технологическим зазором.

4. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЁТА ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ МКОС И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ

4.1. Расчёт активных сопротивлений фаз компактной обмотки статора

Результаты моделирования электрических процессов, протекающих в обмотках статора МКОС, приведённые в разделе 3.1, позволяют сделать вывод о том, что для расчёта активных сопротивлений фаз статора необходим учёт изменения плотности тока в витках. Действительно, из картин растекания тока по сечению проводников обмотки становится ясно, что имеются участки с высоким и низким дифференциальным активным сопротивлением, что связано с изменяющимся сечением проводников обмотки.

Ниже приведена формула расчёта активного сопротивления фазы традиционной обмотки из прямоугольного провода [69]:

$$r = k_{д\rho_э} \frac{L}{aq_{эф}} = k_{д\rho_э} \frac{l_{\text{ВИТ}}w}{aq_{эф}}; \quad (4.1)$$

где: $\rho_э$ — удельное сопротивление материала проводника обмотки, Ом/м; L — общая длина эффективных проводников фазы обмотки, м; $l_{\text{ВИТ}}$ — длина витка, м; w — число витков; a — число параллельных ветвей; $q_{эф}$ — площадь поперечного сечения эффективного проводника, м²; $k_{д}$ — коэффициент вытеснения тока в активных проводниках.

Коэффициент $k_{д}$ для рассматриваемой МКОС при номинальной частоте напряжения не оказывает влияния на активное сопротивление фазы обмотки.

В разделе 2.1 описана конструкция компактной обмотки, которая включает активные и лобовые проводники, а также перемычки уменьшенного сечения, соединяющие эти проводники. Длина перемычки является изменяющейся величиной и, в соответствии с методикой расчёта зависит от:

- условий охлаждения (необходимости увеличения воздушного зазора между торцевыми поверхностями сердечника и лобовыми частями для

конвекции воздуха, либо уменьшения при жидкостном охлаждении или наличии контакта изоляции лобовых частей и сердечника статора);

- требуемых массо-габаритных показателей (уменьшения вылета лобовых частей при ограниченном аксиальном размере электрической машины);
- количества параллельных ветвей в фазе или количества эффективных проводников в слое обмотки (необходимости увеличения длины перемычки по мере удаления лобовых проводников от поверхности статора)
- высоты лобового проводника.

Формула (4.1) не учитывает увеличение активного сопротивления фазы обмотки за счёт участков уменьшенного сечения изменяющейся длины. В связи с этим, для компактных обмоток из проводника с изменяющимся сечением требуется разработка новой методики расчёта активного сопротивления, которая будет учитывать, в том числе, неравномерное распределение плотности тока по сечению проводника.

Неравномерное растекание тока по сечению проводника можно учесть, рассчитывая активное сопротивление обмотки посредством конечно-элементного моделирования. Уточнённый расчёт активного сопротивления предлагается проводить с применением описанного в разделе 3.1 настоящей диссертации способа кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка.

Соискателем предложена [112] следующая методика расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора МКОС.

1. Для обмотки из нескольких ветвей выделяются ветви с одинаковой формой витков.
2. В каждой из этих ветвей определяются участки витков с изменяющейся плотностью тока, отличающиеся длиной перемычек уменьшенного сечения.

3. С помощью пакета программ конечно-элементного анализа, рассчитываются активные сопротивления участков с изменяющейся плотностью тока.
4. По результатам расчёта активных сопротивлений этих участков, находятся активные сопротивления витков каждой ветви.
5. Определяется активное сопротивление каждой ветви и активное сопротивление фазы обмотки.

Поскольку в диссертации рассматривается конструкция компактных обмоток с площадью поперечного сечения перемычек вдвое меньше площадей поперечного сечения активных и лобовых проводников, приведём формулу расчёта активного сопротивления витка для такой конструкции в соответствии с размерами участков с неравномерной плотностью тока, полученными в разделе 3.1 и указанными в таблице 4.1. Размеры обозначены на рис. 3.3.

Таблица 4.1.

Соединение активного проводника с перемычкой		Соединение лобового проводника с перемычкой	
L_{M11}	L_{M12}	L_{M21}	L_{M22}
$2b=2h_{ап}$	$c=0,5h_{ап}$	$a=b_{ап}$	$2,5d=5b_{ап}$

$$r_{\text{вит}} = 4(\bar{r}_a + \bar{r}_l + \bar{r}_{\text{пер}} + \tilde{r}_1 + \tilde{r}_2) = 4 \left[\frac{\rho_{\text{меди}}}{S_{\text{ак}}} [0,5(l_a - 4b) + 0,5(l_l - 5d) + 2(l_{\text{пер}} - c - a)] + \tilde{r}_1 + \tilde{r}_2 \right], \quad (4.3)$$

где: $S_{\text{ак}}$ — площадь сечения активных и лобовых проводников; \bar{r} и \bar{l} с индексами «а», «л» и «пер» — сопротивления и длины проводников витка с равномерной плотностью тока; a, b, c, d — размеры участков витка, указанные в табл. 4.1; $l_a, l_l, l_{\text{пер}}$, — длины активных и лобовых проводников, а также перемычек; \tilde{r}_1 и \tilde{r}_2 — сопротивления участков витка пазовой и лобовой части, полученные по результатам МКЭ-моделирования. С помощью данного выражения предлагается рассчитывать участки с переменной плотностью тока только для одной четверти

витка, что значительно снижает количество вычислений и сокращает время расчёта.

Активное сопротивление участков витков может быть найдено средствами пакетов МКЭ. На границах участков с неравномерным распределением плотности тока задаётся разность потенциалов, соответствующая разности ЭДС четверти витка, пропорциональной длинам активного и лобового проводника каждого участка. Например, для четверти витка компактной обмотки, когда площадь поперечного сечения перемычки равна половине площади сечения активного проводника, разность потенциалов на границах участка соединения активного проводника с перемычкой равна:

$$\Delta\varphi_{ап} = \frac{E_B}{4 \left(1 + \frac{2h_{ап}}{5b_{ап}}\right)} \quad (4.4)$$

где: E_B — ЭДС витка.

Разность потенциалов на границах участка соединения лобового проводника с перемычкой равна, без учёта падения напряжения в перемычке:

$$\Delta\varphi_{лп} = \frac{E_B}{4 \left(1 + \frac{5b_{ап}}{2h_{ап}}\right)} = E_B - \Delta\varphi_{ап} \quad (4.5)$$

Далее, исходя из приложенного напряжения и тока фазы, найденного интегрированием плотности тока по сечению проводника, по закону Ома для участка цепи находят точное значение активного сопротивления участка с неравномерным распределением плотности тока.

Для рассматриваемой конструкции обмотки, по причине чередования коротких и длинных перемычек по длине проводника ветви, активное сопротивление ветви фазы обмотки можно найти согласно выражению:

$$r_{вет} = w_{вет} r_{вит} \quad (4.6)$$

где: $w_{вет}$ — число витков одной ветви фазы обмотки.

Дальнейший расчёт активного сопротивления фазы компактной обмотки МКЭС зависит от схемы подключения ветвей.

В рамках дальнейшего исследования влияния конструкции компактной обмотки на параметры МКОС предлагается рассмотреть влияние неравномерного распределения плотности тока на активное сопротивление. Для этого необходимо получить выражение для расчёта активного сопротивления компактной обмотки, учитывающее особенности конструкции.

Рассмотрим упрощённую методику расчёта активного сопротивления фазы компактной обмотки, опубликованную в работе с соавторством соискателя [82], не учитывающую неравномерное распределение плотности тока в проводниках обмотки. Она включает следующие шаги:

1. Для обмотки, каждая фаза которой состоит из нескольких ветвей, вычисляются усреднённые длины перемычек и лобовых проводников.
2. Определяется активное сопротивление усреднённого витка по формуле, учитывающей уменьшенную площадь поперечного сечения перемычек.
3. Исходя из известных значений сопротивления усреднённого витка, числа витков ветви и числа и соединения ветвей, рассчитывается активное сопротивление фазы.

На рисунке 4.1а изображена часть витка компактной обмотки фазы статора, а рисунке 4.1б — три витка компактной обмотки.

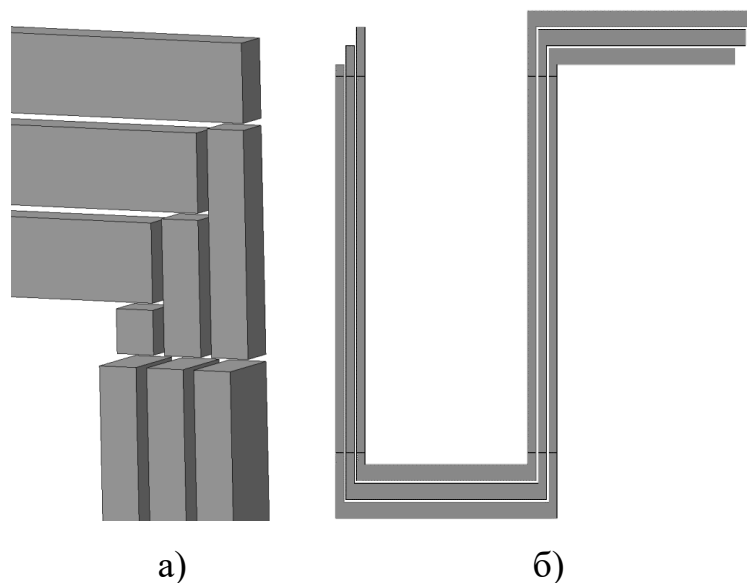


Рисунок 4.1. Часть витков и группа витков обмотки статора МКОС

Активные, лобовые проводники и перемычки на рисунке 4.1а разделены. Для нескольких проводников в слое, длина перемычек, а также основных лобовых частей обмотки непостоянна в различных частях витка, и зависит от положения проводника в слое обмотки. Однако, форма целого витка неизменна. Это позволяет, зная суммарную длину активных и лобовых проводников витка, а также количество витков, найти сопротивление фазы.

На рисунке 4.1б показано, как меняется длина перемычек и лобовых частей по длине витка. Для расчёта сопротивления витка предлагается использовать следующую формулу:

$$r_{\text{вит}} = 4 \frac{\rho}{S_{\text{ак}}} (0,5l_{\delta} + 0,5l_{\text{л.ср}} + 2l_{\text{п.ср}}) \\ = \frac{\rho}{S_{\text{ак}}} \left(2l_{\delta} + \frac{\pi(D + h_{\text{п}})}{p} + 8 \frac{2\Delta_{\text{лч}} + (n_l - 1)h_{\text{лп}}}{2} \right); \quad (4.7)$$

где: l_{δ} — длина сердечника, h_n — высота паза, $\Delta_{\text{лч}}$ — немагнитный зазор между лобовыми проводника и торцом сердечника, $S_{\text{ак}}$ — площадь поперечного сечения активного проводника, n_l — число проводников в слое обмотки, $h_{\text{лп}}$ — высота лобового проводника, а средняя длина лобового проводника $l_{\text{л.ср}}$ рассчитана в соответствии с формулой (2.13).

Сравнивая выражения (4.3) и (4.7) для расчёта активного сопротивления, можно заметить, что с увеличением размеров МКОС, т.е. длин активных и лобовых проводников её обмотки, размеры частей витков с неравномерным распределением плотности тока остаются постоянными и зависят только от сечения самих активных и лобовых проводников.

Покажем, что с увеличением длины сердечника статора уменьшается влияние неравномерности плотности тока в объёме проводника на величину активного сопротивления фазы обмотки. Действительно, можно сравнить значения активных сопротивлений участков витков с неравномерной плотностью тока, рассчитанных с учётом и без учёта данной неравномерности для конкретной обмотки, данные которой приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

$a=b_{an}$	$b=h_{an}$	$c=0,5b_{an}$	$d=h_{лн}$	$l_{лоб}$	$l_{пер}$	l_{δ}	D_a
1,7 мм	3,4 мм	1,7 мм	3,4 мм	42,3 мм	2,5 мм	78 мм	131 мм

Активное сопротивление пазовой и лобовой части витка с неравномерным распределением тока, в соответствии с размерами участков витков с изменяющейся плотностью тока из табл. 4.1:

$$\tilde{r}_{1\text{приб}} = \frac{\rho}{b_{\text{ап}} h_{\text{ап}}} (2h_{\text{ап}} + 0,5h_{\text{ап}}); \quad (4.8)$$

$$\tilde{r}_{2\text{приб}} = \frac{\rho}{b_{\text{ап}} h_{\text{ап}}} (b_{\text{ап}} + 0,5h_{\text{лп}}); \quad (4.9)$$

здесь: $\tilde{r}_{1\text{приб}}$ — активное сопротивление участка соединения активного проводника с перемычкой без учёта неравномерности тока; $\tilde{r}_{2\text{приб}}$ — активное сопротивление участка соединения лобового проводника с перемычкой без учёта неравномерности тока.

Чтобы оценить влияние неравномерного распределения плотности тока, результаты приближённого расчёта были сравнены с уточнённым значением сопротивления $\tilde{r}_{\text{точ}}$, полученным в пакете конечно-элементного анализа *Elcut*.

$$\Delta\tilde{r}_1 = \frac{\tilde{r}_{1\text{точ}} - \tilde{r}_{1\text{приб}}}{\tilde{r}_{1\text{точ}}} = 7,1\%; \quad \Delta\tilde{r}_2 = \frac{\tilde{r}_{2\text{точ}} - \tilde{r}_{2\text{приб}}}{\tilde{r}_{2\text{точ}}} = 3,5\%.$$

здесь: $\Delta\tilde{r}_1$ — расхождение результатов расчёта участка соединения активного проводника с перемычкой; $\Delta\tilde{r}_2$ — расхождение результатов расчёта участка соединения лобового проводника с перемычкой.

Приведём результаты расчёта активного сопротивления витка указанной обмотки с учётом неравномерности тока (4.3) и без учёта (4.7).

$$r_{\text{ВИТ}}^{\text{точ}} = 0,824 \text{ мОм}; \quad r_{\text{ВИТ}}^{\text{приб}} = 0,812 \text{ мОм};$$

$$\Delta r_{\text{ВИТ}} = \frac{r_{\text{ВИТ}}^{\text{точ}} - r_{\text{ВИТ}}^{\text{приб}}}{r_{\text{ВИТ}}^{\text{точ}}} = 1,6\%.$$

здесь: $r_{\text{ВИТ}}^{\text{точ}}$ — активное сопротивление витка фазы с учётом неравномерности тока; $r_{\text{ВИТ}}^{\text{приб}}$ — активное сопротивление витка фазы без учёта неравномерности тока.

Пренебрежение неравномерностью плотности тока при расчёте активного сопротивления фазы даёт погрешность, зависящую от длины МКОС. С целью оценки влияния учёта неравномерности плотности тока на активное сопротивление при различных соотношениях длин активных проводников к диаметру статора машины l_δ/D_a (или, другими словами, $\lambda=l_\delta/\tau$), был проведён численный расчёт погрешности. Исходя из анализа полученной зависимости сделан вывод, что для «коротких» машин, которые имеют невысокое отношение l_δ/D_a , необходим точный учёт неравномерного распределения плотности тока. Одним из типов таких машин являются тяговые двигатели электрического транспорта. Для машин средней длины $0,4 < l_\delta/D_a < 1,3$ можно использовать известный способ трапецеидальной аппроксимации изменения плотности тока [66], а для машин $l_\delta/D_a > 1,3$ при расчёте активного сопротивления фазы неравномерное распределение плотности тока по сечению проводника можно не учитывать.

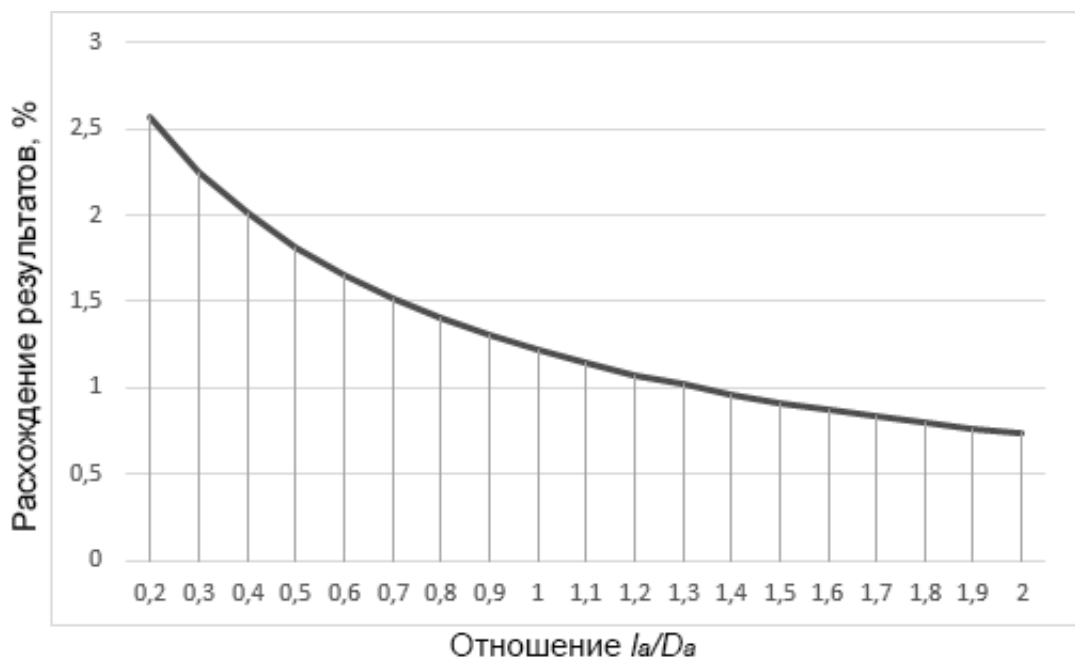


Рисунок 4.2. Расхождение результатов расчёта по двум методикам

Проведём оценку влияния особенностей конструкции обмотки статора МКОС на активное сопротивление фазы. Основные параметры МКОС приведены в таблице 4.3, а размеры обмотки — в таблице 4.2.

Таблица 4.3.

t_z	τ	D_l	h_{II}	$2p$	q	w_l	Z_l
<i>мм</i>	<i>мм</i>	<i>мм</i>	<i>мм</i>				
11,5	34,6	88	12	8	1	24	24

Результаты расчёта активного сопротивления традиционной и компактной обмотки приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4.

Тип обмотки	Активное сопротивление, мОм	По сравнению с традиционной обмоткой, %
<i>Традиционная обмотка</i>	20,8	n/a
<i>Компактная обмотка с $\Delta_{лч} = 2,5$ мм</i>	19,78	-4,9
<i>Компактная обмотка без $\Delta_{лч}$</i>	19,03	-8,5

Таким образом, для исследуемой машины выполнение лобовых частей без немагнитного зазора вплотную к сердечнику позволило снизить величину активного сопротивления фазы обмотки статора на 8,5 %.

4.2. Расчёт индуктивного сопротивления обмотки статора с учётом расположения лобовых проводников над торцами сердечника

Моделирование поля лобового рассеяния показало, что форма поля, создаваемого лобовыми частями компактной обмотки, аналогична форме поля короткозамыкающего кольца ротора асинхронной машины. Поэтому при определении коэффициента магнитной проводимости лобового рассеяния компактной обмотки можно воспользоваться выражением для расчёта магнитной проводимости лобового рассеяния короткозамыкающего кольца:

$$\lambda_{\text{лоб.ком}} = \frac{2,3(D_1 + h_{\text{п}})}{Z_1} \lg \frac{4,7(D_1 + h_{\text{п}})}{h + 2(y - 1)(b_{\text{лп}} + \Delta) + \Delta_{\text{лч}}}; \quad (4.10)$$

где обозначения размеров лобовых частей указаны на рисунке 4.3.

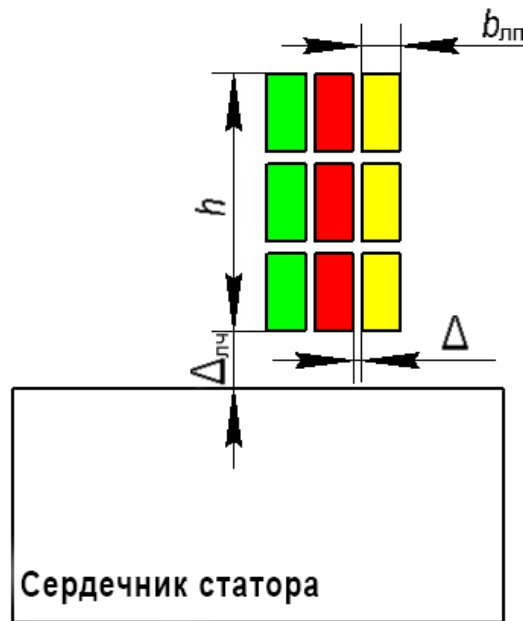


Рисунок 4.3. Вид сечения торцевой части статора МКЭС

Ниже приведена, для сравнения, формула расчёта коэффициента магнитной проводимости лобового рассеяния традиционной обмотки:

$$\lambda_{\text{лоб.трад}} = 0,34(l_{\text{л}} - 0,64\beta\tau). \quad (4.11)$$

В таблице 4.5 приведены результаты расчёта индуктивности лобового рассеяния фазы обмотки статора асинхронного генератора с традиционной и компактной обмотками.

Таблица 4.5.

Тип обмотки	Индуктивность лобового рассеяния, мкГн	По сравнению с традиционной обмоткой, %
Традиционная обмотка	5,59	n/a
Компактная обмотка с $\Delta_{лч} = 2,5$ мм	4,50	-19,5
Компактная обмотка без $\Delta_{лч}$	4,67	-16,5

Расчёт индуктивности лобового рассеяния путём интегрирования запасённой энергии магнитного поля, проведённый в среде конечно-элементного анализа *Elcut*, даёт следующее значение индуктивности лобового рассеяния одной фазы МКОС с немагнитным зазором 2,5 мм:

$$L_{\text{лоб.ком}} = 4,59 \text{ мкГн.}$$

Таким образом, погрешность расчёта с помощью формулы (4.10), адаптированной для учёта особенностей конструкции лобовых частей компактной обмотки, составляет менее 2 %. Это позволяет сделать вывод, что выражение (4.10) можно использовать для инженерных расчётов.

Согласно формуле (4.10), на коэффициент магнитной проводимости лобового рассеяния влияют размеры лобовых проводников. При изменении размеров лобовых частей, в частности, величины немагнитного зазора между лобовыми частями и сердечником, изменяется коэффициент магнитной проводимости и индуктивность лобового рассеяния. Параметры исследуемой обмотки статора и торцевых частей МКОС приведены в таблице 4.6.

Таблица 4.6.

$b_{лн}$	$h_{лн}$	$h=n_1 \cdot h_{лн}$	Δ	h_n	D_1	y	Z_1	w_1	p
мм	мм	мм	мм	мм	мм	мм			
1,7	3,4	10,2	0,2	12	88	34,56	24	24	4

Эти данные использованы для расчёта индуктивности лобового рассеяния обмотки статора МКОС. На рисунке 4.4 приведена зависимость индуктивности лобового рассеяния компактной обмотки от величины немагнитного зазора между лобовыми частями и торцами статора.

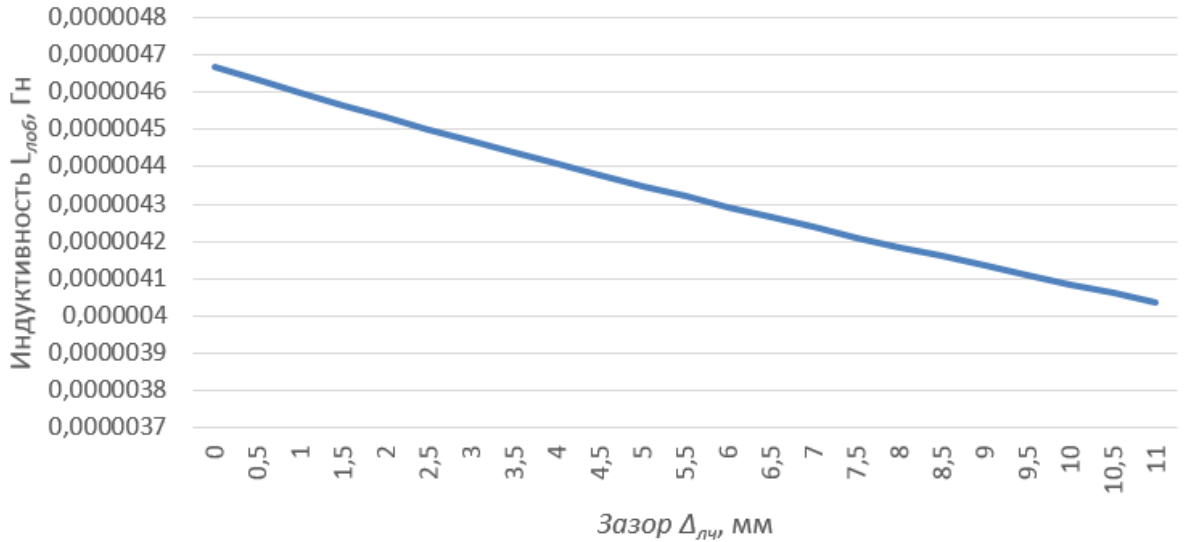


Рисунок 4.4. Зависимость индуктивности лобового рассеяния от зазора $\Delta_{лч}$

Величина индуктивности на рис. 4.4 монотонно убывает с увеличением величины немагнитного зазора.

Известно, что доля индуктивного сопротивления пазового, дифференциального и лобового рассеяния в величине индуктивного сопротивления рассеяния статорной обмотки примерно одинакова. Оценим влияние изменения индуктивности лобового рассеяния фазы статора МКОС на индуктивное сопротивление фазы статора.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора [69]:

$$x_{\sigma 1} = \omega(L_{\text{паз}} + L_{\text{диф}} + L_{\text{лоб}}); \quad (4.12)$$

$$L_{\text{паз}} = \frac{2\mu_0 w^2 l_{\delta}}{pq} \left(\frac{1,33(h_2 - h_0) + 4h_1 + h_0}{4b_{\text{п}}} + \frac{3h_k}{b_{\text{п}} + 2b_{\text{ш}}} + \frac{h_{\text{ш}}}{b_{\text{ш}}} \right); \quad (4.13)$$

$$L_{\text{диф}} = \frac{2\mu_0 w^2 l_{\delta}}{pq} \cdot \frac{t_{z1}(2 + 0,022q^2 - 1,25k_{об}^2)}{12\delta}; \quad (4.14)$$

где размеры паза, используемые при расчёте индуктивности поля пазового рассеяния, приведены на рисунке 4.5, а индуктивность лобового рассеяния $L_{\text{лоб}}$ рассчитывается по (4.10) для компактной обмотки и (4.11) для традиционной обмотки. Как было доказано в разделе 3.2, характер поля пазового и дифференциального рассеяния компактной обмотки аналогичен традиционному. Результаты расчёта индуктивного сопротивления рассеяния традиционной и компактной обмотки приведены в таблице 4.7.

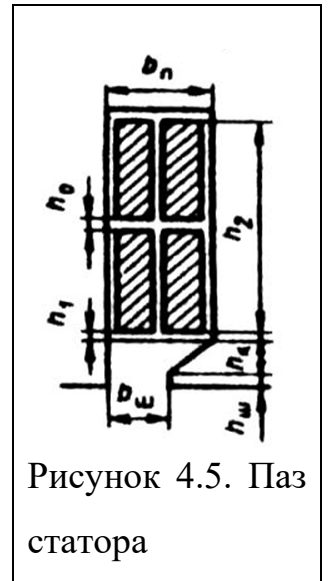


Таблица 4.7.

Тип обмотки	Индуктивное сопротивление рассеяния, мОм	По сравнению с традиционной обмоткой, %
Традиционная обмотка	5,40	n/a
Компактная обмотка с $\Delta_{\text{лч}} = 2,5 \text{ мм}$	5,05	-6,5
Компактная обмотка без $\Delta_{\text{лч}}$	5,11	-5,4

Расчёты показывают, что в МКОС индуктивность лобового рассеяния фазы статора уменьшается на 16,5 %, что, соответственно, уменьшает индуктивное сопротивление рассеяния обмотки на 5,4 %. Следовательно, несколько увеличивается номинальный и пусковой моменты МКОС.

4.3. Расчёт энергоэффективности МКОС с учётом уточнённых параметров схемы замещения

Параметры схемы замещения МКОС, рассчитанные в предыдущих разделах, влияют на энергетические характеристики машины. Показано, что сокращение длины проводника фазы обмотки за счёт уменьшения лобовых частей приводит к уменьшению активного сопротивления, а расположение лобовых проводников вблизи торцов сердечника уменьшает индуктивность лобового рассеяния. Исследуем влияние изменения параметров схемы замещения компактной обмотки на энергоэффективность асинхронного генератора на базе МКОС. Основные потери в стали статора асинхронного генератора:

$$P_{\text{ст}} = \rho_{1/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^\beta (k_{\text{да}} B_a^2 m_a + k_{\text{дз}} B_z^2 m_z); \quad (4.15)$$

где: $\rho_{1/50}$ — удельные потери в стали, f_1 — частота основной гармоники поля; β — зависимость потерь от перемагничивания; B_a и B_z — средняя индукция в ярме и зубце соответственно; m_a и m_z — масса ярма и зубца соответственно; $k_{\text{да}}$ и $k_{\text{дз}}$ — коэффициенты неравномерности распределения потока в ярме и зубцах соответственно.

Значения индукции определены на основании конечно-элементного анализа. Масса ярма и зубцов сердечника статора определяются по твердотельной модели асинхронной машины.

Добавочные потери в стали статора:

$$P_{\text{ст.доб}} = P_{\text{пов}} + P_{\text{пул}}; \quad (4.16)$$

$$P_{\text{пов}} = 0,7(Z_2 n / 10000)^{1,5} (400 t_{Z2})^2 (t_{Z1} - b_{\text{ш1}}) Z_1 l_\delta; \quad (4.17)$$

$$P_{\text{пул}} = 0,11 m_z \left(\frac{Z_1 n}{1000} \cdot \frac{b_{\text{ш1}}^2 B_{Z1}}{2 t_{Z1} \delta (5 + b_{\text{ш1}} / \delta)} \right)^2; \quad (4.18)$$

В МКОС добавочные потери в стали, обусловленные индукцией магнитного поля лобового рассеяния, могут быть определены на основе результатов МКЭ-

моделирования поля лобового рассеяния, описанного в разделе 3.2 настоящей диссертации:

$$P_{\text{ст.лоб}} = \rho_{1/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^\beta \left(1 + \frac{B_{\text{лоб}}}{B_{\text{лобmax}} - B_{\text{лоб}}} \right) B_{\text{лоб}}^2 \frac{2b_{\text{ст}}}{l_\delta} [m_z + m_a]; \quad (4.19)$$

где $\left(1 + \frac{B_{\text{лоб}}}{B_{\text{лобmax}} - B_{\text{лоб}}} \right) = k_{\text{д.лоб}}$ — коэффициент неравномерности распределения потока в крайнем листе стали; $B_{\text{лоб}}$ и $B_{\text{лобmax}}$ — среднее и максимальное значение индукции в верхнем листе сердечника соответственно; $b_{\text{ст}}$ — толщина листа стали сердечника; l_δ — длина воздушного зазора (сердечника).

Выражение (4.19) учитывает потери только в крайних стальных листах сердечника, так как потери в остальных листах сердечника от поля лобового рассеяния пренебрежимо малы, как показано в разделе 3.2. Выражения для расчёта потерь в асинхронном генераторе известны из научно-технической литературы [69].

Полные потери в стали статора для МКОС отличаются учётом потерь от вихревых токов поля лобового рассеяния:

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{ст.осн}} + P_{\text{ст.доб}} + P_{\text{ст.лоб}}; \quad (4.20)$$

Электрические потери в обмотке статора МКОС снижаются относительно традиционной машины по причине уменьшения активного сопротивления:

$$P_{\text{э1}} = ml_1^2 r_1. \quad (4.21)$$

Механические потери в МКОС и традиционной машине рассчитываются одинаково:

$$P_{\text{мех}} = 6(10D_1)^3 \left(\frac{n}{1000} \right)^2; \quad (4.22)$$

Постоянные потери в асинхронном генераторе с традиционной и компактной обмоткой:

$$P_K = P_{\text{ст}} + P_{\text{мех}}; \quad (4.23)$$

Переменные потери в асинхронном генераторе с традиционной и компактной обмоткой:

$$P_V = P_{эл1} + P_{эл2} + P_{доб}; \quad (4.24)$$

Показатели энергоэффективности асинхронного генератора, а именно, коэффициент полезного действия и коэффициент мощности, рассчитываются на основе потерь и параметров схемы замещения генератора [69].

Проведём сравнение показателей энергоэффективности асинхронных генераторов с традиционной и компактной обмотками для заряда аккумуляторов. Устройство и принцип работы таких типов генераторов, например, в составе микро-ГЭС, описаны в работах [88-92].

Энергетическая диаграмма асинхронного генератора с компактной обмоткой отличается от диаграммы традиционного генератора наличием дополнительных потерь в стали, обусловленных магнитным полем лобового рассеяния компактной обмотки. Энергетическая диаграмма АГ приведена на рисунке 4.6.

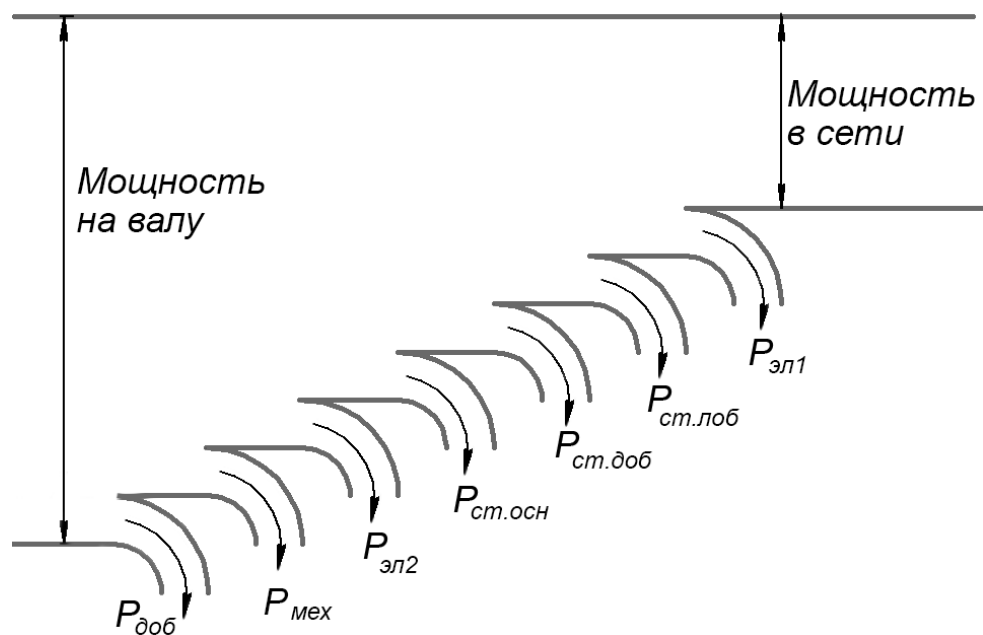


Рисунок 4.6. Энергетическая диаграмма асинхронного генератора с компактной обмоткой

В таблице 4.8 приведены параметры асинхронного зарядного генератора с традиционной обмоткой из проводников постоянного прямоугольного сечения.

Таблица 4.8.

$P_{эм}$	U_1	n	$2p$	m	I_1	$\eta_{град}$	$\cos\varphi_{град}$
$Вт$	$В$	$мин^{-1}$			$А$	$\%$	
650	8,56	732	8	3	25,3	83,4	0,968

Данные для расчёта потерь в стали статора генераторов с традиционной и компактной обмотками по (4.15), (4.16) и (4.19), полученные с помощью МКЭ-моделирования, приведены в таблице 4.9.

Таблица 4.9.

B_a	B_z	$k_{да}$	k_{dz}	$B_{лоб}$	$B_{лобтах}$	$b_{ст}$	m_a	m_z	$\rho_{1/50}$	f_1
$Тл$	$Тл$			$Тл$	$Тл$	$м$	$кг$	$кг$	$Вт/кг$	$Гц$
0,48	0,46	1,6	1,8	0,014	0,076	0,0005	2,053	1,1	3,4	50

Расчёт электрических потерь в проводниках компактной обмотки проведён с помощью связанной задачи в пакете *Comsol Multiphysics* [100]. При расчёте источников тепла в активных проводниках длиной 78 мм при токе 25 А потери в меди статора составляют $P_{эл1} = 36,4$ Вт, потери в меди ротора $P_{эл2} = 23,82$ Вт. Указанные значения потерь мощности для статора соответствуют объемной мощности тепловыделения $Q = 1,4 \cdot 10^6$ Вт/м³. Это усредненная величина для проводников, уложенных в одном пазу.

Результаты расчёта потерь и параметров энергоэффективности асинхронных генераторов в номинальном режиме с традиционной и компактной обмотками приведены в таблице 4.10.

Таблица 4.10.

Машина	Традиционная машина	МКОС с $\Delta_{лч} = 2,5$ мм	МКОС без $\Delta_{лч}$
$r_1, мОм$	20,8	19,78	19,03
$x_{\sigma 1}, мОм$	5,40	5,05	5,11
$P_{ст}, Вт$	4	4	4
$P_{ст.доб}, Вт$	1,8	1,8	1,8
$P_{ст.лоб}, Вт$	0	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$3,3 \cdot 10^{-3}$
$P_{эл1}, Вт$	39,9	37,9	36,4
$P_{эл2}, Вт$	23,8	23,8	23,8
$P_{мех}, Вт$	35,1	35,1	35,1
$P_{доб}, Вт$	3,25	3,25	3,25
$P_K, Вт$	40,9	40,9	40,9
$P_{Vном}, Вт$	66,97	64,97	63,47
$\eta, \%$	83,4	83,7	84
$\cos\varphi$	0,968	0,969	0,969

Расчёт показал, что вихревые токи, наведённые магнитным полем лобового рассеяния, не оказывают заметного влияния на полные потери в стали статора МКОС.

В результате установлено, что применение компактной обмотки для асинхронного генератора мощностью $650 Вт$ позволило увеличить КПД на $0,6\%$ при сохранении значения коэффициента мощности.

Расчёт КПД в номинальном режиме тягового асинхронного двигателя мощностью $P_n = 60 кВт$, приведены в таблице 4.11.

Таблица 4.11.

Тип обмотки	Электрические потери в лобовых частях, Вт	КПД, %
Традиционная обмотка	1058	86,5
Компактная обмотка без $\Delta_{лч}$	916	86,8
По сравнению с традиционной обмоткой, %	-13,4	0,3

Асинхронные машины и, в частности, асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, часто эксплуатируются не в номинальных режимах. Известна методика расчёта КПД асинхронных машин в ненормальных режимах работы с использованием коэффициента загрузки k_H [113], определяемого как отношение мощности нагрузки к номинальной мощности:

$$k_H = \frac{P_C}{P_H}; \quad (4.27)$$

где: P_C — мощность нагрузки; P_H — номинальная мощность.

Поскольку при изменении нагрузки пропорционально изменяется и ток обмотки статора, потери в машине имеют квадратичную зависимость от коэффициента загрузки:

$$\Delta P(k_H) = P_K + k_H^2 P_{V_{НОМ}}; \quad (4.28)$$

Соответственно, для ненормальных режимов зависимость КПД асинхронного двигателя от коэффициента загрузки рассчитывается по формуле:

$$\eta(k_H) = \frac{k_H P_H}{k_H P_H + P_K + k_H^2 P_{V_{НОМ}}}; \quad (4.29)$$

Для генераторного режима АМ зависимость КПД от коэффициента загрузки выглядит следующим образом:

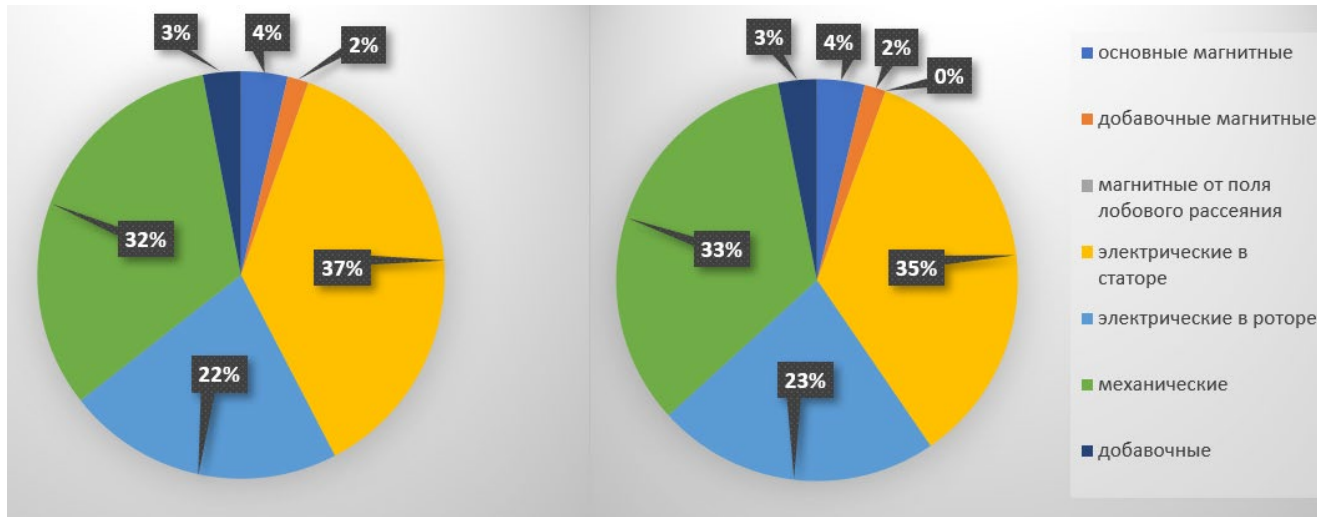
$$\eta(k_H) = \frac{k_H P_H - P_K - k_H^2 P_{V_{НОМ}}}{k_H P_H}; \quad (4.30)$$

На рис. 4.7 приведены зависимости КПД от коэффициента загруженности асинхронного генератора, рассчитанные по выражению (4.30). На рис. 4.7 изображены: сплошной линией — диаграмма КПД генератора с традиционной обмоткой; штриховой линией — диаграмма КПД генератора с компактной обмоткой с немагнитным зазором 2,5 мм, штрих-пунктирной линией — диаграмма КПД генератора с компактной обмоткой без немагнитного зазора. Из представленных зависимостей можно видеть, что для спроектированного генератора максимум энергоэффективности в 84,15 % достигается при мощности на валу $0,86 \cdot P_n$, а увеличение энергоэффективности при применении компактной обмотки достигается во всём диапазоне нагрузок.



Рисунок 4.7. Зависимость КПД от коэффициента загруженности

На рис. 4.8 приведены диаграммы соотношения потерь в АГ мощностью 650 Вт в вариантах исполнения с традиционной и компактной обмотками.



а) б)
Рисунок 4.8. Диаграмма потерь в асинхронном генераторе с традиционной (а) и компактной (б) обмоткой

Представленные диаграммы показывают, что доля электрических потерь и, соответственно, переменных потерь при использовании компактной обмотки снижается.

Известно, что величина индуктивного сопротивления обмотки статора оказывает значительное влияние на электромагнитный момент асинхронной машины. Выясним степень этого влияния при переходе от традиционной конструкции обмотки к компактной. Электромагнитный момент асинхронной машины прямо пропорционален электромагнитной мощности и обратно пропорционален скорости вращения магнитного поля. Выражая переменные, определяющие момент, через параметры схемы замещения, получаем [84]:

$$M = \frac{p m I_2'^2}{\omega_1} \cdot \frac{r_2'}{s} \quad (4.31)$$

где приведённый ток в роторе I_2' равен отношению напряжения обмотки статора к полному входному сопротивлению генератора. Тогда электромагнитный момент асинхронного генератора:

$$M = \frac{pmU_1^2 r'_2/s}{\omega_1 \left[\left(r_1 + c_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x_{\sigma 2})^2 \right]} \quad (4.32)$$

где: $c_1 = 1 + x_1/x_{12}$, $x_{12} = U_1/I_\mu - x_1$.

Следовательно, снижение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора генератора приводит к увеличению электромагнитного момента.

На рис. 4.9 показаны механические характеристики асинхронного генератора с традиционной и компактной обмоткой в области отрицательных значений скольжений. Сплошной линией обозначен электромагнитный момент генератора с традиционной обмоткой, пунктирной — с компактной обмоткой.

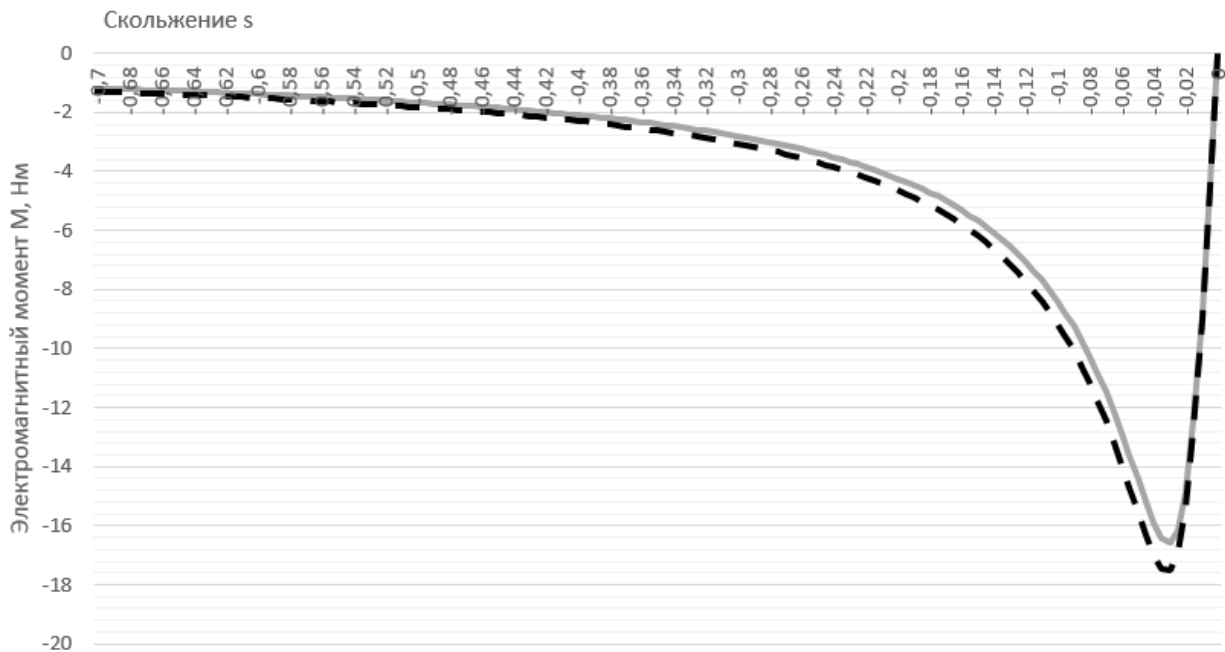


Рисунок 4.9. Механические характеристики асинхронных генераторов

Максимальный момент, достигающийся при скольжении $s_{кр} = 3 \%$, для генератора с компактной обмоткой больше, чем у генератора с традиционной обмоткой, на $5,5 \%$, момент при номинальной нагрузке увеличился на $4,5 \%$.

На рисунке 4.10 сплошной линией показана зависимость электромагнитной мощности от частоты вращения генератора с традиционной обмоткой, а штриховой — с компактной обмоткой.

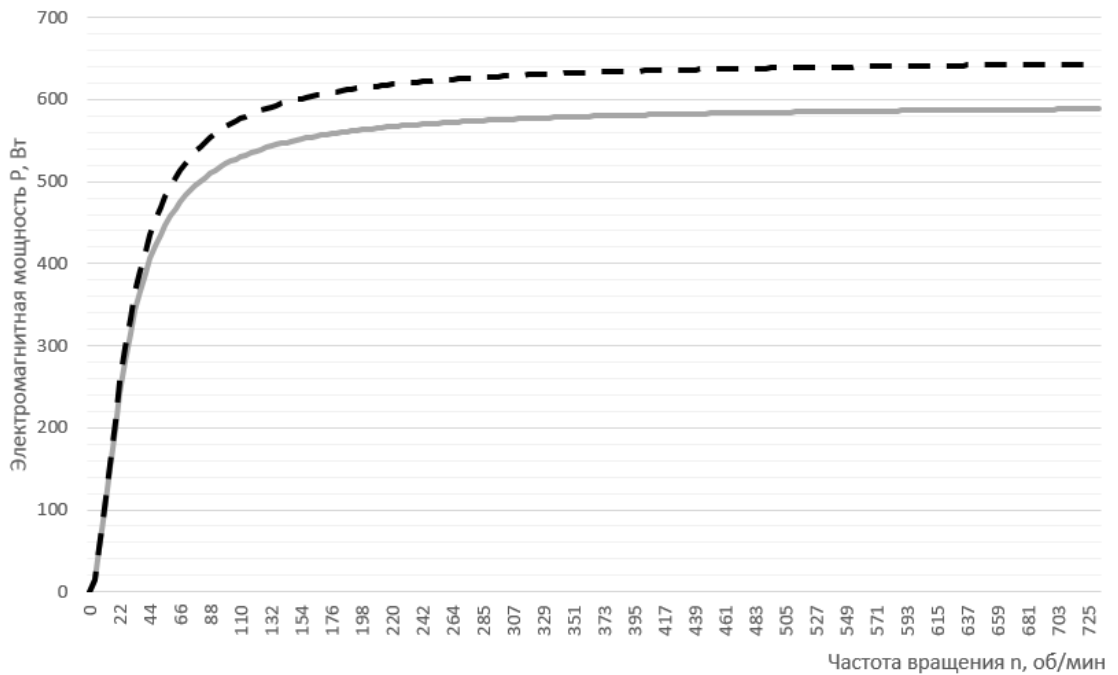


Рисунок 4.10. Зависимости электромагнитной мощности от частоты вращения асинхронных генераторов, отличающихся конструкцией обмоток

Приведённая на рисунке 4.10 характеристика позволяет оценить преимущества применения машин с компактными обмотками в качестве зарядных генераторов для микро-ГЭС. Так, при номинальной частоте вращения ротора $n_2 = 732 \text{ об/мин}$ для 8-полюсной машины при частоте тока $f_l = 50 \text{ Гц}$ электромагнитная мощность машины с компактной обмоткой статора составила $P_{I_{ком}} = 643 \text{ Вт}$, а мощность машины с традиционной обмоткой — $P_{I_{ком}} = 588 \text{ Вт}$. Таким образом, за счёт сокращения активного и индуктивного сопротивлений генератора и увеличения электромагнитного момента можно добиться увеличения полезной мощности в генераторном режиме до 10 %.

На основании результатов исследования энергоэффективности МКОС доказано, что уменьшение величины немагнитного зазора между лобовыми частями обмотки статора и торцами сердечника приводит к снижению электрических потерь в обмотке. Для уменьшения вылета лобовых частей и металлоёмкости обмотки, повышения энергоэффективности МКОС предлагается выполнять лобовые части обмотки статора с минимальным технологическим зазором между лобовыми частями и сердечником статора. Применение такой

конструкции позволяет снизить температуру обмотки статора, активное сопротивление, длину витка при незначительном увеличении вихревых токов в крайних листах сердечника статора.

4.4. Выводы

Результаты расчёта параметров схемы замещения МКОС, применяющейся в качестве асинхронного зарядного генератора, и анализ составляющих потерь активной мощности в машинах с традиционной и компактной обмотками, позволяет сделать следующие выводы.

1. С целью повышения точности определения параметров обмотки статора, разработаны новые методики расчёта активного и индуктивного сопротивлений, учитывающие особенности конструкции МКОС.
2. Активное сопротивление фазы компактной обмотки рассчитывается аналитически с использованием результатов МКЭ-моделирования неравномерного растекания тока. При решении этой задачи реализован способ кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка.
3. Показано, что с целью упрощения методики проектирования, в некоторых случаях активное сопротивление фазы компактной обмотки можно рассчитывать без учёта неравномерного распределения плотности тока. Упрощённая методика может применяться в машинах с соотношением $l_\delta/D_a > 1,3$.
4. Применение обмотки с компактными лобовыми частями позволило, за счёт уменьшения общей длины витка и усовершенствованной структуры лобовых частей, уменьшить активное сопротивление обмотки статора на 8,5 %, индуктивное сопротивление рассеяния на 5,4 %.
5. Уменьшение значений параметров компактной обмотки статора приводит к увеличению КПД машины на 0,6 % и электромагнитной мощности в генераторном режиме до 10 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В результате критического обзора технической литературы в области машин переменного тока с уменьшенной металлоёмкостью обмоток, выявлены недостатки технических решений, описанных в патентах США и РФ — возможность их использования только при низких значениях номинального напряжения. В техническом решении, разработанном в СамГТУ, описана конструкция машины переменного тока с компактными лобовыми частями обмотки статора и уменьшенной металлоёмкостью, позволяющая повысить номинальное напряжение статора. Однако, в таких машинах недостаточно изучены процессы в торцевых частях статора и отсутствуют уточнённые методики расчёта параметров.
2. Разработаны методики расчёта конструктивных параметров обмоток МКОС и построения торцевых схем, отличающиеся учётом структуры лобовых частей.
3. Предложены конечно-элементные модели электрических, электромагнитных и тепловых процессов в активной и торцевых зонах МКОС. Результаты моделирования были использованы при разработке методик расчёта активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния фаз обмотки статора.
4. Результаты МКЭ-моделирования неравномерного растекания тока по объёму проводников фазы обмотки статора МКОС, полученные с помощью предложенного способа кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка, были положены в основу методики уточнённого расчёта активного сопротивления фазы обмотки статора.
5. Моделирование электромагнитного поля в торцевой зоне МКОС выявило, что распределение поля лобового рассеяния обмотки статора по форме аналогично полю рассеяния короткозамыкающих колец беличьей клетки ротора асинхронной машины, а распределение электромагнитного поля в

поперечном сечении активной зоны статора МКОС аналогично машине с традиционной обмоткой. Выявлено, что вихревые токи в крайних листах сердечника статора вызывают потери, на порядок меньшие основных потерь в стали сердечника статора.

6. Моделирование теплового поля в статоре МКОС показало, что перегрева переемычек уменьшенного сечения компактной обмотки не возникает. Результаты исследований теплового поля позволили рекомендовать для улучшения теплового режима МКОС связывать лобовые проводники общей изоляцией, а также располагать группы лобовых проводников вплотную к сердечнику статора.
7. Разработана методика расчёта параметров обмотки статора МКОС, учитывающая неравномерное распределение плотности тока в проводниках, а также расположение лобовых проводников в торцевом пространстве машины. Оценена погрешность использования стандартных методик при расчёте указанных параметров.
8. Проведён расчёт асинхронного генератора мощностью 650 Вт с компактной обмоткой, который показал увеличение КПД по сравнению с традиционной машиной на $0,6 \%$ за счёт снижения активных потерь в обмотке статора на $8,5 \%$, сокращение вылета лобовых частей на 75% и массы меди обмотки статора на 24% . Результаты расчёта многополюсного тягового двигателя для троллейбуса мощностью 60 кВт показали, что применение компактной обмотки статора позволяет сократить вылет лобовых частей на 60% , длину лобовых проводников на 38% , их массу — на 35% , при снижении активных потерь в лобовых частях на $13,4 \%$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гловацкий А.В, Кубарев Л.П., Макарон Л.Н. Основные направления развития электрических машин и электромеханических систем на их основе // Электротехника. 2008. №4. С. 2-8.
2. B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, S. Li. Driving Toward Accessibility: A Review of Technological Improvements for Electric Machines, Power Electronics, and Batteries for Electric and Hybrid Vehicles // IEEE Industry Applications Magazine, 2017, vol. 23, issue 1, pp. 14-25. DOI: 10.1109/MIAS.2016.2600739.
3. Акимиров А. Особенности электрических машин современных систем электродвижения // Морской сборник. 2014. № 10. С. 60-63.
4. A. Bensalah, M.A. Benhamida, G. Barakat, Y. Amara. Large wind turbine generators: State-of-the-art review // 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Sep. 2018. DOI: 10.1109T/ICELMACH.2018.8507165.
5. L. Szabo. A Survey on Modular Variable Reluctance Generators for Small Wind Turbines // IEEE Transactions on Industry Applications. May-June 2019, vol. 55, issue 3, pp. 2548-2557. DOI: 10.1109/TIA.2019.2891730.
6. Shreasth, B. Singh. Modeling & simulation of AC electric drive system to cruise the vehicle to the prescribed speed // International Journal of Engineering and Advanced Technology. Aug. 2019, vol. 8, issue 6, pp. 1914-1918. DOI: 10.35940/ijeat.F7921.088619.
7. Фомин В.М., Гусаров В.В. Энергетические установки автотранспорта: перспективы развития // Известия Московского Государственного Технического университета МАМИ. 2018. № 4 (38). С. 68-76.
8. Кобелев А.С., Макаров Л.Н. Два концепта проектирования тягового асинхронного двигателя для электромобиля // Труды IX Международной (XX Всероссийской) Конференции по Автоматизированному Электроприводу АЭП-2016. 2016. С. 414-416.

9. D. Takizawa, T. Takahashi, H. Shimizu, R. Kato. Development of Transverse Flux Motor with Improved Material and Manufacturing Method // SAE International Journal "Passenger Cars – Electronic and Electric Systems. 2013, vol. 6, issue 1. DOI: 10.4271/2013-01-1765.
10. A.M Ajamloo, K. Abbaszadeh, R. Nasiri-Zarandi. A Novel Transverse Flux Permanent Magnet Generator for Small-Scale Direct Drive Wind Turbine Application: Design and Analysis // Scientia Iranica, 2019. DOI: 10.24200/sci.2019.53145.3078
11. Грачев П.Ю., Горбачев Е.Е., Макаров Д.В. Энергоэффективные электрические машины с компактными лобовыми частями обмоток // Известия ВУЗов: Электромеханика, №5, 2014. С. 47–51.
12. Патент № 2526835 RU. Энергоэффективная электрическая машина / П. Ю. Грачев, Е. Е. Горбачев // 27.08.2014, Бюл. №24.
13. J. Zhao, Q. Han, Y. Dai, M. Hua. Study on the electromagnetic design and analysis of axial flux permanent magnet synchronous motors for electric vehicles // Energies. Sep. 2019, vol. 12, issue 18, #3451. DOI: 10.3390/en12183451.
14. M. Aydin, M. Gulec. A New Coreless Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor With Sinusoidal Rotor Segments // IEEE Transactions on Magnetics, July 2016, vol. 52, issue, 7. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2522950.
15. S. Kahourzade, A. Mahmoudi, H.W. Ping, M.N. Uddin. A Comprehensive Review of Axial-Flux Permanent-Magnet Machines // Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. Jan. 2014, vol. 37, issue 1, pp. 19-33. DOI: 10.1109/CJECE.2014.2309322.
16. N. Reyes, M.A. Tapia, J.A. Tapia, et. al. Multiphysical design of an axial induction motor with an anisotropic rotor // IEEE ICA-ACCA 2018 - IEEE International Conference on Automation, Oct. 2018. DOI: 10.1109/ICA-ACCA.2018.8609856.
17. A. Bensalah, M.A. Benhamida, G. Barakat, Y. Amara. Large wind turbine generators: State-of-the-art review // 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM). Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICELMACH.2018.8507165.

18. W. Zhao, T.A. Lipo, B.-I. Kwon. Comparative Study on Novel Dual Stator Radial Flux and Axial Flux Permanent Magnet Motors With Ferrite Magnets for Traction Application // IEEE Transactions of Magnetics, 2014, vol. 50, issue 11, art. 8104404. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2329506.
19. Баль В.Б., Геча В.Я., Гончаров В.И. и др. Линейные электрические машины возвратно-поступательного действия - области применения // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2015. Т. 149. № 6. С. 3-17.
20. A. Musolino, M. Raugi, R. Rizzo, M. Tucci. Force Optimization of a Double-Sided Tubular Linear Induction Motor // IEEE Transactions on Magnetics. Dec. 2014, vol. 50, issue 12. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2343591.
21. Соломин А.В. Экспериментальные исследования опытного образца индуктора тягового линейного асинхронного двигателя для магнитолевитационного высокоскоростного транспорта // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. 2017. №2(66). С. 39-44.
22. H. Zhou, Z. Lu, W. Zhao, et. al. Design and Analysis of Low-Cost Tubular Fault-Tolerant Interior Permanent Magnet Motor // IEEE Transactions on Magnetics. July 2016, vol. 52, issue 7. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2524006.
23. Шулаков Н.В., Шутемов С.В. Перспективы использования цилиндрического линейного вентильного двигателя в качестве привода плунжерных нефтедобычных агрегатов // Фундаментальные исследования. 2016, №12-4. С. 795-799.
24. Бочкарев А.П., Петунин Ю.П. Магнитоэлектрический линейный двигатель мехатронного модуля осей подачи // Инновационная наука. 2016, №2-3. С. 16-19.
25. Зайцев А.А. О современной стадии развития магнитолевитационного транспорта // Железнодорожный транспорт. 2016, №12. С. 62-66.
26. A.A. Pop, F. Jurca, C. Oprea, et. al. Axial-flux vs. radial-flux permanent-magnet synchronous generators for micro-wind turbine application // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Sep. 2013. DOI: 10.1109/EPE.2013.6634639.

27. Шумов Ю.Н., Сафонов А.С. Энергосберегающие электрические машины для привода электромобилей и гибридных автомобилей (обзор зарубежных разработок) // *Электричество*. 2016. №1. С. 55-65.
28. C. Stancu, T. Ward, K.M. Rahman, et. al. Separately excited synchronous motor with rotary transformer for hybrid vehicle application // *IEEE Transactions on Industry Applications*. Feb. 2018, vol. 54, issue 1, pp. 223-232. DOI: 10.1109/TIA.2017.2757019.
29. Y. Yang, M.M. Rahman, T. Lambert. Development of an External Rotor V-Shape Permanent Magnet Machine for E-Bike Application // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Dec. 2018, vol. 33, issue 4, pp. 1650-1658. DOI: 10.1109/TEC.2018.2847311.
30. Z. Hue, H. Li, Yu Zhou, et. al. Analytical Prediction and Optimization of Cogging Torque in Surface-Mounted Permanent Magnet Machines With Modified Particle Swarm Optimization // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Dec. 2017, vol. 64, issue 12. DOI: 10.1109/TIE.2017.2721899.
31. M. Franko, J. Ondrejčka, J. Kuchta. Development and examination of interior Permanent Magnet Synchronous traction Motor // 2012 ELEKTRO, 21-22 May 2012. DOI: 10.1109/ELEKTRO.2012.6225634.
32. S. Zhu, W. Chen, M. Xie, et. al. Electromagnetic Performance Comparison of Multi-Layered Interior Permanent Magnet Machines for EV Traction Applications // *IEEE Transactions on Magnetics*. Nov. 2018, vol. 54, issue 11. DOI: 10.1109/TMAG.2018.2841851.
33. M. Onsal, Y. Demir, M. Aydin. A New Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor With Consequent Pole Rotor for High-Power Traction Applications // *IEEE Transactions on Magnetics*. 2017, vol. 53, issue 11, art. 8700606. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2709788.
34. S.F. Rabbi, P. Zhou, M.A. Rahman. Design and Performance Analysis of a Self-Start Radial Flux-Hysteresis Interior Permanent Magnet Motor // *IEEE Transactions on Magnetics*. Nov. 2017, vol. 53, issue 11. DOI: 10.1109/TMAG.2017.2695079.

35. C. He, T. Wu. Analysis and design of surface permanent magnet synchronous motor and generator // CES Transactions on Electrical Machines and Systems. Mar. 2019, vol. 3, issue 1, pp. 94-100. DOI: 10.30941/CESTEMS.2019.00013.
36. H.-J. Kim, D.-Y. Kim, J.-P. Hong. Structure of Concentrated-Flux-Type Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Ferrite Permanent Magnets // IEEE Transactions on Magnetics. Nov. 2014, vol. 50, issue 11. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2323818.
37. K.-Y. Yoon, B.-I. Kwon. Optimal Design of a New Interior Permanent Magnet Motor Using a Flared-Shape Arrangement of Ferrite Magnets // IEEE Transactions on Magnetics. July 2016, vol. 52, issue 7. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2524505.
38. C.-L. Jeong, Y.-K. Kim, J. Hur. Optimized Design of PMSM With Hybrid-Type Permanent Magnet for Improving Performance and Reliability // IEEE Transactions on Industry Applications. Sep.-Oct. 2019, vol. 55, issue 5, pp. 4692-4701. DOI: 10.1109/TIA.2019.2924614.
39. Патент RU 2516270 С1. Магнитоэлектрическая машина / Татевосян А.С., Татевосян А.А. // 20.05.2014. Бюл. №14.
40. Патент RU 2490772 С1. Электродвигатель / Колесников С.В., Осоченко Е.А., Арбузов В.Н. и др.// 20.08.2013. Бюл. №23.
41. Z. Wu, R. Yu. Design of a rotor with a starter-generator integrated into an aero car // Archives of Electrical Engineering. 2019, vol. 68, issue 2, pp. 357-371. DOI: 10.24425/ae.2019.128273.
42. Z.S. Du, T.A. Lipo. Efficient Utilization of Rare-Earth Permanent Magnet Materials And Torque Ripple Reduction In Interior Permanent-Magnet Machines // IEEE Transactions on Industry Applications. July-Aug. 2017, vol. 53, issue 4, pp. 3485-3495. DOI: 10.1109/TIA.2017.2687879.
43. H.-C. Yu, B.-S. Yu, J.-T. Yu, C.-K. Lin. A Dual Notched Design of Radial-Flux Permanent Magnet Motors with Low Cogging Torque and Rare Earth Material // IEEE Transactions on Magnetics. Nov. 2014, vol. 50, issue 11. DOI: 10.1109/TMAG.2014.2329139.

44. T. Raminosa, A.M. El-Refaie, Di Pan, et. al. Reduced Rare-Earth Flux-Switching Machines for Traction Applications // *IEEE Transactions on Industry Applications*. July-Aug. 2015, vol. 51, issue 4, pp. 2959-2971. DOI: 10.1109/TIA.2015.2397173.
45. D. Zhou, Y. Song, F. Blaabjerg. Modern control strategies of doubly-fed induction generator based wind turbine system // *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2016, vol. 2, issue 1, pp. 13-23. DOI: 10.23919/CJEE.2016. 7933112.
46. Златин П.А., Кеменов В.А., Ксенович И.П. *Электромобили и гибридные автомобили*. – М.: Агроконсалт, 2004. – 416 с.
47. Костырев М.Л., Грачев П.Ю. *Асинхронные вентильные генераторы и стартер-генераторы для автономных энергоустановок*. – М.: Энергоатомиздат, 2010. – 199 с.
48. W.R. Cawthorne, P. Famouri, J. Chen, et. al. Development of a linear alternator-engine for hybrid electric vehicle applications // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1999, vol. 48, issue 6, pp. 1797-1802. DOI: 10.1109/25.806772.
49. Беспалов В.Я., Красовский А.Б., Панихин М.В., Фисенко В.Г. Исследование многополюсного асинхронного тягового частотно-регулируемого двигателя // *Наука и образование*. 2015. №5. С. 295-307. DOI: 10.7463/0514.0709521.
50. V.J. Thomas, E. Maine. Market entry strategies for electric vehicle start-ups in the automotive industry — Lessons from Tesla Motors // *Journal of Cleaner Production*. Oct. 2019, vol. 235, pp. 653-663. DOI: 10.1016/j.clepro.2019.06.284.
51. Коршунов А.И. Исследование условий самовозбуждения асинхронного генератора // *Электротехника*. 2015, №4. С. 27-33.
52. Мазуренко Л.И., Романенко В.И., Джура А.В. Техническая реализация и экспериментальные исследования асинхронного генератора с вентильным возбуждением и векторным управлением // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2015, №4(32). С. 34-40.
53. P.Yu. Grachev, E.V. Strizhakova, A.S. Tabachinskiy. Starter-Generator Design and Dynamic Processes Simulation for HEVs // *Procedia Engineering*. 2017, vol. 206, pp. 386-391. DOI: 10.1016/j.proeng. 2017.10.490.

54. J. Fu, G. Song, Yu Gong. Exploration of a DC wind farm integrated by variable-speed squirrel cage induction generator (SCIGs) // *The Journal of Engineering*. 2017, vol. 2017, issue 13, pp. 1488-1493. DOI: 10.1049/joe.2017.0579.
55. R. Joseph, L. Umanand. A Brushless Wound Rotor Induction Generator for Variable Speed Microhydel Plants Without Ballast Load // *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Jan. 2015 vol. 6, issue 1, pp. 20-27. DOI: 10.1109/TSTE.2014.2354135.
56. J. Carroll, A. McDonald, D. McMillan. Reliability Comparison of Wind Turbines With DFIG and PMG Drive Trains // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Jun. 2015, vol. 30, issue 2, pp. 663-670. DOI: 10.1109/TEC.2014.2367243.
57. Z. Tan, X. Song, W. Cao, et. al. DFIG Machine Design for Maximizing Power Output Based on Surrogate Optimization Algorithm // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Sep. 2015, vol. 30, issue 3, pp. 1154-1162. DOI: 10.1109/TEC.2015.2411153.
58. X. Sun, K. Diao, G. Lei, et. al. Study on Segmented-Rotor Switched Reluctance Motors With Different Rotor Pole Numbers for BSG System of Hybrid Electric Vehicles // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Jun. 2019, vol. 68, issue 6, pp. 5537-5547. DOI: 10.1109/TVT.2019.2913279.
59. V. Dmitrievskii, V. Parkht, V. Kazakbaev. Design optimization of a permanent-magnet flux-switching generator for direct-drive wind turbines // *Energies*. Sep. 2019, vol.12, issue 19. DOI: 10.3390/en12193636.
60. J. Li, K. Wang, C. Liu. A novel E-core hybrid-excited flux switching machine based on biased flux // 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Aug. 2017. DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056249.
61. A. Patzak, F. Bachheibl, D. Gerling, et. al. ISCAD – Electric High Performance Drive for Individual Mobility at Extra-Low Voltages // *SAE International Journal on Alternative Powertrains*. Apr. 2016, vol. 5, issue 1. DOI: 10.4271/2016-01-1179.
62. G. Dajaku, D. Gerling. Low costs and high efficiency asynchronous machine with stator cage winding // *IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*. Dec. 2014. DOI: 10.1109/IEVC.2014.7056083.

63. D. Gerling, G. Dajaku, F. Bachheibl, A. Patzak. Electrical machine. Patent US 2016/0087497A1. Mar. 24, 2016.
64. B. Richards, L. Read, K. Gray, M. Palmer. An Electric Machine and a Stator with Conductive Bars and an End-Face Assembly. Patent US 2019/0229575A1. July 25, 2019.
65. Патент RU 2275729 С1. Обмотка электрической машины / Грачев П.Ю., Сарапулов Ф.Н., Ежова Е.В. // 27.04.2006. Бюл. №12.
66. Грачев П.Ю., Горбачев Е.Е., Макаров Д.В. Энергоэффективные электрические машины с компактными лобовыми частями обмоток // Известия вузов. Электромеханика. 2014, №5. С. 47-51.
67. A. Conradi, D. Schmidt, C. Deeg. Contributions to the Analysis of End Winding Inductances of Induction Machines – I // XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). Sept. 2016. DOI: 10.1109/ICELMACH.2016.7732534.
68. M. Freese. Analytic calculation of turbo generator end winding inductances using Neumann's formula // SPEEDAM 2010. Jun. 2010. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545109.
69. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин: учебник для вузов / Под. ред. Копылова И.П. // 2011, Москва. 767 с.
70. D. Gerling. Electrical machines. // 2015, Berlin, Springer. 472 p. DOI: 10.1007/978-3-642-17584-8.
71. W. Rogowski. Ueber das Streufeld und den Streuinduktionskoeffizienten eines Transformators mit Scheibentwicklung und geteilten Endspulen, "Mitteilungen über Forschungsarbeiten," herausgegeben vom VDI. 1909, тетрадь 71. С. 1-36.
72. B. Hague. Electromagnetic problems in electrical engineering. Oxford University Press, London, 1929, p. 359.
73. Герасименко Т.Н., Иванов В.И., Поляков П.А., Попов В.Ю. Применение конформных преобразований к краевым задачам расчёта токов в полосковых

- проводниках // Фундаментальная и прикладная математика. 2009, т.15, №6. С. 3-14.
74. O. Chiver, E. Micu, C. Barz. Stator Winding Leakage Inductances Determination Using Finite Element Method // 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. May 2008. DOI: 10.1109/OPTIM.2008.4602389.
75. T. Schuhmann, A. Conradi, C. Deeg, K. Brandl. Determination of Stator End Winding Inductance of Large Induction Machines: Comparison Between Analytics, Numerics, and Measurements // Electric Power Components and Systems. Sep. 2013, vol. 41, issue 14, pp. 1397-1414. DOI: 10.1080/15325008.2013.821690.
76. Y. Iga, K. Takahashi, Y. Yamamoto. Finite element modelling of turbine generator stator end windings for vibration analysis // IET Electric Power Applications. Feb. 2016, vol. 10, issue 2, pp. 75-81. DOI: 10.1109/iet-epa.2015.0142.
77. Патент №2602511 RU. Энергоэффективная электрическая машина с компактными лобовыми частями / П.Ю. Грачев, Е. Е. Горбачев, Е.В. Стрижакова // 20.11.2016, Бюл. №32.
78. Патент №2658903 RU. Энергоэффективная электрическая машина с нетрадиционным электромагнитным ядром / П.Ю. Грачев, Е.В. Стрижакова, Е. Е. Горбачев, Д. В. Макаров // 26.06.2018, Бюл. №18.
79. Патент №2711084 RU. Электромеханический преобразователь с жидкостным охлаждением и электронным управлением / П.Ю. Грачев, А.С. Табачинский, В.Я. Беспалов // 15.01.2020, Бюл. №2.
80. J.Q. Chen, D. Wang, S.W. Cheng et al. 2D FEM transient analysis of permanent magnet motor considering skin effect of stator winding // 2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), Nov. 2015. DOI: 10.1109/ASEMD.2015.7453686.
81. P. Run-hao, Z. Haisen, Z. Dongdong, L. Jiaxuan. Analytical method for starting performance calculation of induction motors considering skin effect and leakage flux saturation // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 2014. DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013452.

82. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Построение схем и особенности расчета компактных обмоток машин переменного тока // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки. 2019, №1 (61). С. 98-109.
83. Грачев П.Ю., Беспалов В.Я., Стрижакова Е.В., Табачинский А.С. Энергоэффективные асинхронные машины с нетрадиционным электромагнитным ядром // Электротехника, выпуск 2 — Москва: Издательство «Знак», 2018 — С. 7-12.
84. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. — 3-е изд., перераб. // 1978, Ленинград. С. 402.
85. Клоков Б.К.. Обмотчик электрических машин: учебник для СПТУ. — 2-е изд., перераб. и доп. // 1987, Москва. 256 с.
86. G. Berardi, N. Bianchi. Design Guideline of an AC Hairpin Winding // 2018 XIII International Conference on Electric Machines (ICEM), Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICLEMACH.2018.8506785.
87. S. Abdi, E. Abdi, R. MacMahon. A Light-Weight Rotor Design for Brushless Doubly Fed Machines // XIII International Conference on Electric Machines (ICEM), Sep. 2018. DOI: 10.1109/ICLEMACH.2018.8507156.
88. P.Yu. Grachev, E.E. Gorbachev, A.S. Tabachinskiy. Power converters with compact winding SCIGs for HEVs, micro hydroelectric power station and wind turbines // 2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), IEEE, 2016, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911521.
89. Грачев П.Ю., Горбачев Е.Е., Табачинский А.С. Перспективы применения инновационных генераторов переменного тока в автономных ВЭУ // Инновации в сельском хозяйстве №5 (20) — М.: ВИЭСХ, 2016. С. 356-364.
90. P.Yu. Grachev, A.S. Tabachinskiy, P. Kanagavel. Integrated power converters for innovative wind turbine generators // 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), DOI: 10.1109/PEDES.2018.8707509.

91. L. Wang, D.-J. Lee. Coordination Control of an AC-to-DC Converter and a Switched Excitation Capacitor Bank for an Autonomous Self-Excited Induction Generator in Renewable-Energy Systems // IEEE Transactions on Industry Applications. Jul-Aug. 2014, vol. 50, issue 4, pp. 2828-2836. DOI: 10.1109/TIA.2014.2298555.
92. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Построение математической модели инновационного генератора для автономных ВЭУ и гибридных автомобилей // В сб.: Сборник статей материалов международной конференции «Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии: XIX Бенардосовские Чтения». — Иваново: ИГЭУ, 2017. Т.3. С. 133-138.
93. Патент №2513042 RU. Система жидкостного охлаждения статора электрических машин автономных объектов. / Хайруллин И. Х., Исмагилов Ф.Р., Афанасьев Ю.В. и др. // 20.04.2014 Бюл. №11.
94. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Инновации гидроагрегатов с интегрированными генераторами для микроГЭС // Сборник статей материалов международной конференции «Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии: XIX Бенардосовские Чтения». — Иваново: ИГЭУ, 2017. Т.3. С. 133-138.
95. P.Yu. Grachev, A.S. Tabachinskiy. Features of Innovative AC Generator Simulation for Autonomous Power Units // 2018 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), DOI: 10.1109/RUSAU TOCON.2018.8501655.
96. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Построение математической модели инновационного генератора для автономных ВЭУ и гибридных автомобилей // радиоэлектроника, электротехника и энергетика: XXIII Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов (2–3 марта 2017 г., Москва): Тез. докл. В 3 т. Т. 2. 2017. С. 30.
97. P.Yu. Grachev, A.A. Bazarov, A.S. Tabachinskiy. Compact windings design for traction induction motors and SCIGs // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), IEEE, 2017, pp. 1-4. DOI: 10.1109/ICIEAM.2017.8076322.

98. P.Yu. Grachev, E.V. Strizhakova, A.S. Tabachinskiy. Starter-Generator Design and Analysis of Start/Stop Processes for HEVs // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), IEEE, 2017, pp. 1-4. DOI: 10.1109/ICIEAM.2017.8076325.
99. P.Yu. Grachev, E.V. Strizhakova, A.S. Tabachinskiy. Starter-Generator Design and Dynamic Processes Simulation for HEVs // Procedia Engineering, vol. 206, Elsevier, 2017, pp. 386-391. DOI: 10.1016/j.proeng. 2017.10.490.
100. P.Yu. Grachev, A.A. Bazarov, A.S. Tabachinskiy. Electrical and thermal processes of HEV induction machines taking into account stator winding form // 2017 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics), IEEE, Nov. 2017, pp. 1-6. DOI: 10.1109/Dynamics.2017.8239455.
101. P.Yu. Grachev, A.A. Bazarov, A.S. Tabachinskiy. Influence of winding construction on starter-generator thermal processes // Journal of Physics Conference Series, vol. 944 issue 1, art. №012041; DOI:10.1088/1742-6596/944/1/012041.
102. S. Li, Yu Han, C. Liu. Coupled Multiphysics Field Analysis of High-Current Irregular-Shaped Busbar // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Sep. 2019, vol. 9, issue 9, pp. 1805-1814. DOI:10.1109/TCPMT.2019.2910267.
103. Герасименко Т.Н., Поляков П.А. Исследование распределений температуры в полосковом проводнике с прямоугольным дефектом // XII всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014 Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН. 2014. С. 7023-7031.
104. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Метод кусочно-плоскопараллельной аппроксимации поля витка с током в приложении к электромеханике // Математические методы в технике и технологиях – ММТТ — Саратов: СГТУ им. Гагарина Ю.А., 2016. № 12 (94). С. 305-307.
105. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Построение математической модели инновационного генератора для автономных ВЭУ и гибридных автомобилей // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: XXIII Междунар. науч.-

- техн. конф. студентов и аспирантов (2–3 марта 2017 г., Москва): Тез. докл. В 3 т. Т. 2. — М.: Издательский дом МЭИ, 2017 — С. 30.
106. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Математическое моделирование неравномерной плотности тока в электромеханических системах // Математические методы в технике и технологиях - ММТТ. 2019. Т. 10. С. 24-28.
107. Sun, J.-L., Qiu, C.-W., Peng, Y., Dong, Z.-K., Chang, R.-W. Combined electromagnetic and thermal FEM modeling of heavy cylinder during induction heating process // Kang T'ieh/Iron and Steel. – 2016. - 51(11), pp. 93-100.
108. A. Kumar, S. Marwaha, A. Marwaha, N.S. Kalsi. Magnetic field analysis of induction motor for optimal cooling duct design // Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 18, issue 2, Feb. 2010, pp. 157-164.
109. Kim, C., Lee, K.-S. Numerical investigation of the air-gap flow heating phenomena in large-capacity induction motors // International Journal of Heat and Mass Transfer. 2017, vol. 110, pp. 746-752.
110. Chiwon Kim, Kwan-Soo Lee, Se-Jin Yook. Effect of air-gap fans on cooling of windings in a large-capacity, high-speed induction motor // Applied Thermal Engineering. 2016, vol. 100, Pp. 658-664.
111. A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton. Determination of critical parameters in electrical machine thermal models // 42nd Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society. New Orleans, LA. 2007.
112. Грачев П.Ю., Табачинский А.С. Применение метода конечных элементов для расчёта активного сопротивления обмоток электрических машин // Электричество. 2019. №12. С. 35-41.
113. Абакумов А.М. Энергосбережение в нерегулируемом электроприводе. Учебное пособие // 2020, Самара, СамГТУ. С. 21-24.



ООО «Тольяттинский Трансформатор»

г.о. Тольятти

АКТ

Дата 19.07.2020

№ 468/204-20

об использовании результатов научно-технической работы Табачинского А.С.



«УТВЕРЖДАЮ»

Директор по стандартизации и сертификации
Ануфриев А.С.

Комиссия в составе Волкова Ивана Евгеньевича главного конструктора, Куликова Алексея Дмитриевича руководителя НТЦ, Володина Семена Сергеевича начальника отдела расчетов и исследований подтверждает, что в устойчивую практику применения ООО «Тольяттинский Трансформатор» вошли следующие научно-технические решения предложенные старшим преподавателем кафедры «Теоретическая и общая электротехника», электротехнического факультета, ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет» Табачинским Алексеем Сергеевичем:

математические модели электромагнитных полей в проводниках обмоток комплексной формы, позволяющие учесть эффекты неравномерного распределения тока по объёму проводника;

картины распределения магнитного поля прямоугольных проводников, расположенных в непосредственной близости к материалам с высокой магнитной проницаемостью;

методики уточненного расчета параметров обмоток комплексной формы, включающих упомянутые выше эффекты.

Перечисленные результаты НИР позволили повысить эффективность процесса автоматизированного проектирования специальных электротехнических устройств изготавливаемых на нашем предприятии.

Волков И.Е. Главный конструктор

Куликов А.Д. Руководитель НТЦ

Володин С.С. Начальник ОРИИТ