

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Гейнрих Герман Олегович

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ МОМЕНТЫ БЕСПАЗОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ
ОБМОТКАМИ**

Специальность: 2.4.2. «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация
на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Шевченко Александр Фёдорович

Новосибирск 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1 КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ БЕСПАЗОВЫХ И ПАЗОВЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ.....	13
1.1 Общая характеристика электрических машин с беспазовой конструкцией статора и возбуждением от постоянных магнитов.....	13
1.2 Особенности электрических машин с беспазовой конструкцией статора и обмотками с дробным q	26
1.3 Сравнение синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов с пазовой и беспазовой конструкцией статора.....	31
Выводы по главе 1.....	37
ГЛАВА 2 АНАЛИЗ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛЫ И ЕЁ ВЛИЯНИЕ НА ПУЛЬСАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА В БЕСПАЗОВЫХ СИНХРОННЫХ МАШИНАХ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ КАТУШЕЧНЫМИ ОБМОТКАМИ.....	39
2.1 Расчёт магнитодвижущей силы катушки в беспазовых машинах с дробным q	40
2.2 Расчёт магнитодвижущей силы фазной зоны в беспазовых машинах с дробным q	43
2.3 Расчёт магнитодвижущей силы обмотки трёхфазной электрической машины с беспазовой конструкцией статора.....	44
2.4 Гармонический состав наиболее часто используемых обмоток с дробным q	46
2.5 Анализ влияния коэффициента формы на гармонический состав обмоток в беспазовых машинах	47

2.6	Природа возникновения пульсаций электромагнитного момента в беспазовых электрических машинах. Определение пульсаций момента в беспазовых электрических машинах	50
2.7	Определение зависимости уровня пульсаций момента от конструктивного распределения катушек по ярму статора.....	55
	Выводы по главе 2.....	57
ГЛАВА 3 РАСЧЁТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА БЕСПАЗОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ КАТУШЕЧНЫМИ ОБМОТКАМИ.....59		
3.1	Современные методы расчёта магнитных молей в электрических машинах.....	60
3.1.1	Аналитические методы	61
3.1.2	Численные методы.....	66
3.2	Описание предлагаемой аналитической модели магнитного поля БЭМПМ.....	70
3.3	Расчет функции Грина	74
3.4	Поле постоянного магнита на роторе.....	78
3.5	Поле катушки на статоре	80
3.6	Суммарное поле, создаваемое набором магнитов и катушек	82
3.7	Сравнение результатов аналитических расчётов и численного моделирования магнитного поля	85
3.8	Вывод аналитического выражения для момента	88
3.9	Сравнение результатов аналитического расчёта электромагнитного момента и численного моделирования	92
3.10	Сравнение результатов аналитического расчёта и численного моделирования для БЭМПМ на примере задачи параметрического анализа и выбора рациональных параметров электродвигателя.....	95
	Выводы по главе 3.....	100

ГЛАВА 4 РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТНОГО ОБРАЗЦА БЭМПМ.....	101
4.1 Конструкция макетного образца беспазового электродвигателя.....	101
4.2 Испытания макетного образца	107
4.2.1 Измерение момента на валу электродвигателя при питании обмоток статора постоянным током	107
4.2.2 Испытание генераторного режима.....	113
Выводы по главе 4.....	117
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	119
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	121
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	122
ПРИЛОЖЕНИЕ «А» АКТ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ.....	132

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Благодаря появлению высокоэрцитивных магнитотвёрдых материалов, таких как *NdFeB* и *SmCo* и совершенствованию аппаратной базы управления, связанному с развитием микропроцессорной техники и силовой полупроводниковой электроники, синхронные магнитоэлектрические машины получили в кратчайшие сроки весомое развитие, позволившее им стать одним из самых широко представленных в различных отраслях классом электромеханических преобразователей. Мнение многих специалистов сходится в том, что синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) на сегодняшний день – это наиболее перспективное решение в плане выбора электромеханического преобразователя в диапазоне малых и средних мощностей.

Преимущества синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов (СМПМ) ранее были отмечены многими авторами и не вызывают сомнений. Двигатели такого типа конструктивно просты и надёжны. Они не имеют трущихся контактов, не требуют затрат энергии на возбуждение, обладают большой перегрузочной способностью, высоким быстродействием в переходных процессах и простой конструкцией.

Стоит отметить, что сферы эксплуатации СМПМ не ограничиваются только общепромышленным назначением – существует множество специальных электрических машин для более узкоспециализированных применений, которые могут значительно отходить от конструктивной концепции классических электрических машин [1]. И для эффективной реализации огромного потенциала применения постоянных магнитов в электрических машинах, от случая к случаю, необходимо отходить от традиционных, имеющих высокую степень разработанности типов электрических машин в сторону вышеупомянутых специальных типов. Здесь можно упомянуть и машины с внешним ротором, и машины с аксиальным типом возбуждения, и линейные двигатели и т.д. Один из

типов специальных СМПМ, о которых пойдёт речь в данной работе – синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов и беспазовой конструкцией статора.

История появления беспазовых электрических машин берёт начало с 1970-х годов прошлого столетия, в этот период в автоматизации развитие получили двигатели постоянного тока без зубцовой зоны на якоре с полым ротором. До появления на рынке относительно недорогих постоянных магнитов из редкоземельных элементов такой тип электрических машин не получал значительного развития. Однако, анализ особенностей характеристик высококоэрцитивных магнитов (высокие значения коэрцитивных сил по намагниченности и индукции, значение магнитной проницаемости, близкое к значению магнитной проницаемости воздуха) и сегодняшних требований к электрическим машинам показывает, что синхронные машины с постоянными магнитами на роторе и статором без зубцовой зоны обладают рядом преимуществ, не присущих машинам с пазовыми статорами, и видятся перспективным недостаточно изученным направлением в электромеханике. Исследование особенностей данного класса электрических машин с целью определения верных параметров при их проектировании позволит не только улучшить характеристики таких электрических машин и устранить их недостатки, но и может дать возможность расширить область их применения [1,2].

Степень разработанности

На сегодняшний день электрические машины с беспазовой конструкцией статора с магнитоэлектрическим возбуждением нельзя назвать хорошо исследованным направлением электромеханики. Тем не менее, отечественные учёные, такие как В.А. Балагуров, А.А. Афанасьев, А.Н. Ледовский, Д.А. Бут, Ю.А. Бахвалов внесли значительный вклад в теорию разработки и применения беспазовых электрических машин. В данных работах авторами отмечаются преимущества таких электрических машин, как высокое быстродействие, пониженный уровень пульсаций электромагнитного момента, линейность механических и жёсткость внешних характеристик. Однако, на момент

публикации, беспазовые электрические машины так и не получили широкого распространения. Недостаточная степень реализации электрических машин данного класса в различных отраслях объясняется ограничениями расчётно-теоретического характера, ввиду значительных отличий структуры магнитного поля данного класса электрических машин от поля машин классической компоновки. Эти различия влекут недостаточную методическую проработку и очень ограниченное количество математических моделей электрических машин данного класса, из-за чего становится сложным проектирование таких машин и применение при проектировании тех или иных технических решений.

В существующих на сегодняшний день образцах беспазовых электрических машин принято использовать классические обмотки с числом $q > 1$ (число пазов на полюс и фазу). Однако, в работе, после обоснования, автором предлагается использовать для беспазовых электрических машин обмотки с $q < 1$. Существенный вклад в развитие класса электрических машин, выполненных на основе дробных обмоток с $q < 1$, сделал Шевченко А. Ф. В его работах приведены методы построения и особенности устройства симметричных многофазных обмоток с $q < 1$, показан принцип действия электрических машин с такими обмотками, рассмотрена возможность их применения. Им было показано, что дробные зубцовые обмотки создают магнитодвижущую силу, в гармоническом составе которой можно выделить две основные, имеющие высокую амплитуду, близкую полюсность и вращающиеся в противоположных направлениях. Таким образом, электрическая машина может быть спроектирована для работы на любой из этих двух основных гармоник магнитодвижущей силы [1,2]. Однако, имеющиеся на сегодняшний день выражения для расчёта магнитодвижущей силы таких обмоток справедливы лишь для машин с пазовой конструкцией статора.

Объект исследования

Объектом исследования являются синхронные электрические машины с беспазовой конструкцией статора, возбуждением от постоянных магнитов и дробными катушечными обмотками.

Предмет исследования

Предметом исследования являются процессы формирования и методы аналитического расчёта электромагнитного момента беспазовых синхронных электрических машин с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками.

Цель работы

Разработка аналитического метода определения электромагнитного момента беспазовых синхронных машин с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками, обеспечивающего сокращение времени проектирования при сохранении достоверности результатов расчетов.

Задачи работы

Для достижения обозначенной цели работы автором были поставлены следующие задачи:

1. Выполнить сравнение электрических машин с пазовой и беспазовой конструкцией статора, на основании которого выявить области наиболее эффективного применения для беспазовых синхронных электрических машин.

2. Провести гармонический анализ магнитодвижущей силы дробных катушечных обмоток в беспазовых синхронных машинах с постоянными магнитами, оценить влияние геометрических параметров катушек на амплитуду рабочих гармоник МДС и выявить условия возникновения пульсаций электромагнитного момента от конфигурации обмотки.

3. Разработать аналитический метод расчета электромагнитного момента беспазовых электрических машин с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками на основе созданной модели распределения магнитного поля в воздушном зазоре, с последующей верификацией полученных результатов сравнением с численным моделированием методом конечных элементов.

4. Провести экспериментальные исследования макетного образца беспазовой синхронной машины с целью верификации разработанного аналитического метода расчёта электромагнитного момента и подтверждения достоверности теоретических результатов.

Научная новизна

Научная новизна настоящей работы заключается в следующем:

1. Получено аналитическое выражение для определения магнитодвижущей силы обмотки беспазовой синхронной электрической машины с постоянными магнитами, отличающееся введением коэффициента формы МДС, позволяющего учитывать пространственное распределение проводников в немагнитном зазоре при варьировании геометрических параметров катушек. На его основе установлена зависимость амплитуды рабочих гармоник магнитодвижущей силы от конфигурации катушек обмотки статора.

2. Разработан метод аналитического определения электромагнитного момента беспазовых синхронных электрических машин с постоянными магнитами, отличающийся использованием модели магнитного поля в зазоре, полученной в аналитическом виде на основе функций Грина. Достоверность расчёта электромагнитного момента разработанным методом подтверждена численным моделированием методом конечных элементов.

3. Выявлены закономерности формирования пульсаций электромагнитного момента в беспазовых синхронных электрических машинах с постоянными магнитами. Показано, что взаимное согласование геометрических параметров катушек обмотки и ширины полюсов постоянных магнитов позволяет снизить уровень пульсаций момента до значений менее 1 %.

Теоретическая значимость

1. На основе полученного выражения для расчёта магнитодвижущей силы беспазовых синхронных электрических машин с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками ($q < 1$) установлены закономерности, определяющие зависимость их гармонического состава от пространственного распределения проводников в немагнитном зазоре.

2. Разработан метод аналитического расчёта беспазовых синхронных электрических машин, позволяющий существенно сократить временные и вычислительные затраты на определение распределения магнитного поля и

электромагнитного момента на этапе проектирования при сохранении достоверности результатов расчётов.

3. Доказано влияние геометрических параметров катушек обмотки статора на гармонический состав и уровень пульсаций электромагнитного момента беспазовых синхронных электрических машин с постоянными магнитами.

Практическая значимость

1. Сформулированы технические рекомендации по выбору конфигурации дробно-катушечной обмотки и геометрии магнитной системы, применение которых позволяет минимизировать пульсации электромагнитного момента, что способствует повышению плавности работы электромеханических преобразователей энергии в составе электротехнических комплексов.

2. На основе данных натурных испытаний изготовленного прототипа беспазового электромеханического преобразователя энергии подтверждена достоверность и точность разработанного аналитического метода расчета электромагнитного момента. Это подтверждает возможность его использования при предварительном анализе характеристик аналогичных устройств на этапе проектирования.

Методы исследования

Результаты работы получены с использованием аналитических методов теории электрических машин и метода гармонического анализа. Также были применены методы численного расчета магнитного поля с использованием программного обеспечения, реализующего метод конечно-элементного анализа, физико-математические методы полевого расчёта, а также метод натурального эксперимента.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Аналитический метод определения электромагнитного момента беспазовых электрических машин с постоянными магнитами, базирующийся на оригинальном подходе к описанию магнитного поля в воздушном зазоре. Данная модель основывается на функции Грина для кольцевого зазора с нулевыми граничными условиями и позволяет вычислить величину компонент индукции и

электромагнитного момента с подтвержденной достоверностью без привлечения ресурсоемких численных методов.

2. Аналитическое выражение для магнитодвижущей силы (МДС) катушки, фазной зоны и трёхфазной обмотки в беспазовых машинах, включающее введённый коэффициент формы МДС, позволяющее оценить влияние конфигурации катушек на амплитуды рабочих и высших гармоник, а также установить зависимость этих величин от вариации пространственного распределения проводников по немагнитному зазору.

3. Закономерности формирования пульсаций электромагнитного момента в беспазовых синхронных электрических машинах с постоянными магнитами, обусловленные отсутствием зубцовой составляющей. Установлено, что взаимное согласование геометрических параметров катушек обмотки статора и ширины полюсов постоянных магнитов ротора обеспечивает снижение общего уровня пульсаций момента от высших пространственных гармоник до значений менее 1 %.

Степень достоверности и апробация результатов

Результаты, полученные в ходе выполнения научно-квалификационной работы, определяются обоснованностью принятых допущений, использованием устоявшихся в области электрических машин методов расчета и взаимодополняющих методов численного моделирования.

Апробация работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на всероссийских конференциях по итогам научной работы: «НТИ. Наука. Технологии. Инновации» (г. Новосибирск) в 2022, 2023, 2024, 2025 г.

Личный вклад автора

Личный вклад автора заключался в решении поставленных задач, обосновании теоретических и экспериментальных методов, разработке математических моделей в аналитическом виде, проведении численного моделирования и экспериментальных исследований макетного образца, а также в обобщении и анализе полученных результатов.

Публикации

Основные результаты диссертационной работы изложены в 9 печатных работах, включая 5 статей в рецензируемых научных журналах, входящих в перечень ВАК РФ (переводные версии всех 5 статей проиндексированы в международной базе данных Scopus), и 3 публикации в материалах всероссийских научно-технических конференций.

Соответствие паспорту заявленной специальности

Тема и содержание диссертационной работы соответствуют научной специальности 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы» в части пунктов 1, 2.

Структура и объем работы

Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы из 83 наименований. Общий объем работы составляет 132 страницы, в том числе 14 таблиц и 59 рисунков, 1 приложение.

ГЛАВА 1 КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ БЕСПАЗОВЫХ И ПАЗОВЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

1.1 Общая характеристика электрических машин с беспазовой конструкцией статора и возбуждением от постоянных магнитов

История применения постоянных магнитов в электрических машинах берёт начало с XIX века, когда первые прообразы электродвигателей были представлены Джозефом Генри и Уильямом Риччи. Мощность подобных двигателей была очень небольшой, около 0,044 Вт, поэтому их практическое применение было невозможно.

Спустя некоторое время, к середине XX века многие учёные, в том числе и отечественные, такие как Ларионов А. Н. [3], Балагуров В. А. [4-9], Галтеев Ф. Ф. [1, 9-11], Ледовский А. Н. [12, 13], Данилевич Я. Б. [14-18], Бут Д. А. [19] значительно углубили и расширили теории и методы применения постоянных магнитов в электрических машинах. Однако, в виду низких, относительно сегодняшнего дня, характеристик постоянных магнитов, класс машин с возбуждением от постоянных магнитов не был сильно распространён.

Широкое внедрение во всевозможные сферы промышленности электрические машины с постоянными магнитами получили благодаря появлению высокоэрцитивных магнитотвёрдых материалов, таких как *NdFeB* и *SmCo* и совершенствованию микропроцессорной техники, силовой полупроводниковой электроники. Наиболее распространённый тип электрических машин с магнитоэлектрическим возбуждением – синхронные. Считается, именно синхронные электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов – это наиболее перспективное решение в плане выбора электромеханического преобразователя в диапазоне малых и средних мощностей [1,20].

Преимущества синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов ранее были представлены многими авторами и не вызывают сомнений. Двигатели такого типа конструктивно просты и надёжны. Они имеют абсолютно жёсткие механические характеристики и не требуют затрат энергии на возбуждение, обладают большой перегрузочной способностью и высоким быстродействием в переходных процессах.

Стоит отметить, что сферы эксплуатации СМПМ не ограничиваются общепромышленным назначением – существует множество спроектированных электрических машин для более узкоспециализированных применений, например, электродвигатели для погружных нефтяных насосов. Некоторые специальные СМПМ могут значительно отходить от классической конструкции электрических машин (снаружи неподвижный статор, внутри вращающийся ротор). Здесь можно упомянуть и машины с внешним ротором, и машины с аксиальным типом возбуждения, и линейные электродвигатели. Один из типов специальных СМПМ, о которых пойдёт речь в данной работе – беспазовые машины.

История появления беспазовых электрических машин берёт начало с 1970-х годов прошлого столетия, в этот период в автоматике развитие получили двигатели постоянного тока без зубцовой зоны на якоре с полым ротором. В виду того, что на то время машины с электромагнитным возбуждением кратно превосходили электрические машины с магнитоэлектрическим возбуждением по величине электромагнитного момента, данный класс машин долго не получал повсеместного развития. Однако, такие преимущества, как высокие значения коэрцитивных сил по намагниченности и индукции, значение магнитной проницаемости, близкое к значению магнитной проницаемости воздуха показывает, что синхронные машины с постоянными магнитами на роторе и статором без зубцовой зоны обладают рядом преимуществ, не свойственных машинам с пазовыми статорами, и видятся перспективным, недостаточно изученным направлением электромашиностроения.

С теоретической точки зрения необходимо систематизировать разрозненные знания о конструкциях, методах расчета и технологиях производства БЭМПМ, выявляя ключевые научные противоречия и методологические барьеры. С

практической — дать рекомендации для инженеров-разработчиков, позволяя им, например, сделать обоснованный выбор в пользу того или иного метода расчёта.

Проведённый аналитический обзор научной, технической и патентной литературы показал, что для класса БЭМПМ характерно разнообразие конструкций. Машины могут быть как классической компоновки, так и обращённые с внешним ротором, также существуют дискообразные машины с аксиально-ориентированным магнитным потоком. Рассмотрим обобщённое устройство (рисунок 1.1) [1].

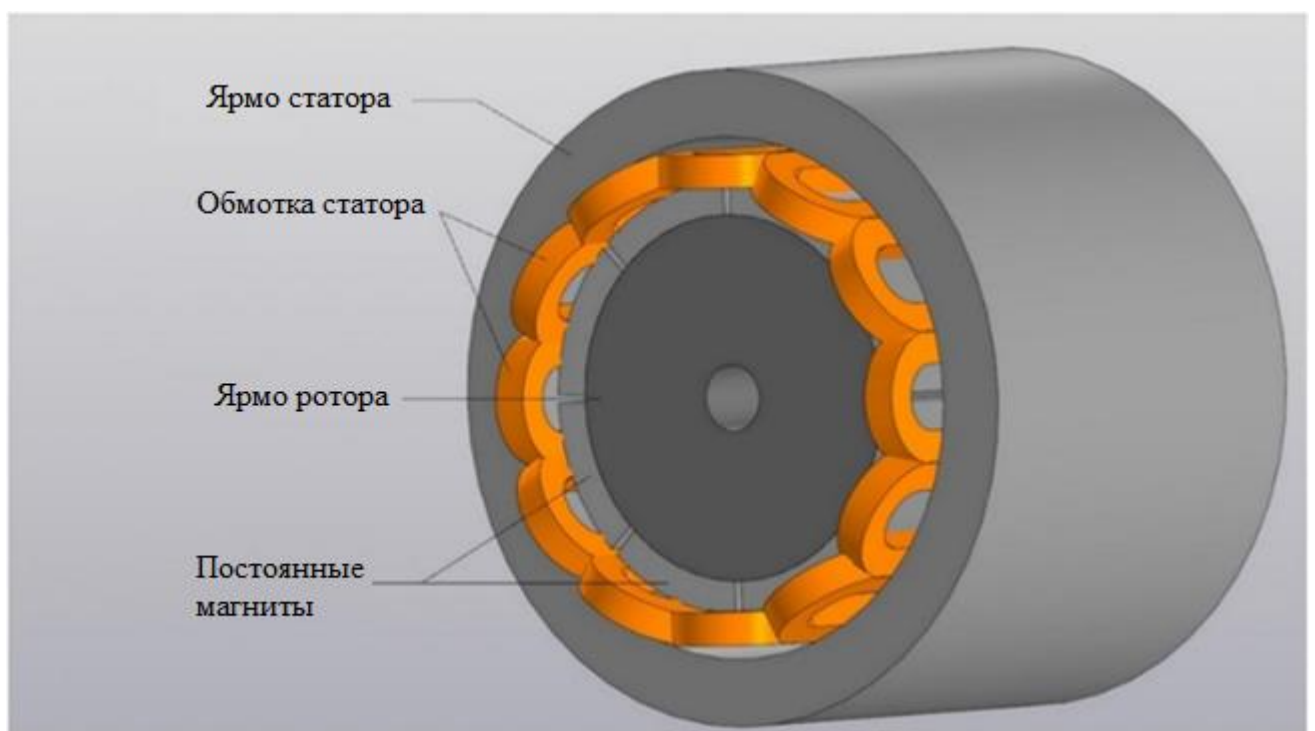


Рисунок 1.1 – Пример конструкции беспазовой электрической машины с постоянными магнитами

В беспазовых и пазовых СМППМ структура строения ротора аналогична. Статор же, в свою очередь, не имеет зубцов и состоит исключительно из кольцевого ярма (сердечника) и, закреплённой к нему, обмотки. Обмотка может крепиться к ярму различными способами, например, приклеиванием с применением смол, может принимать трёхфазную двухслойную конфигурацию и иметь любые величины, формы и шаг. Однако стоит отметить, что крепление обмоток

приклеиванием не может применяться в машинах с моментом более 10 Н·м в виду вероятного отрыва [1].

Вопрос поиска оптимальной конструкции БЭМПМ и материалов для изготовления, позволяющих повысить линейную нагрузку и обеспечивать механическую стойкость, стоит особым образом [23].

Некоторые авторы предлагают использование в качестве крепления обмотки якоря в немагнитном зазоре каркаса из немагнитного материала (рисунок 1.2, рисунок 1.3), например, из полиамид-имидной смолы (РАI torlon) [21], обладающей отличной стойкостью к механическим воздействиям и высоким температурам — до 250 °С, что значительно больше, чем класс С нагревостойкости изоляции электрических машин (180—200 °С). В конструкции опытного образца [22] в качестве поддержки для обмотки использовалась напечатанная из высокотемпературного пластика деталь (рисунок 1.3). Она же выполняет роль корпусной изоляции, изолируя обмотку от шихтованного ярма. Снаружи катушки обёрнуты высокопрочным волокном.

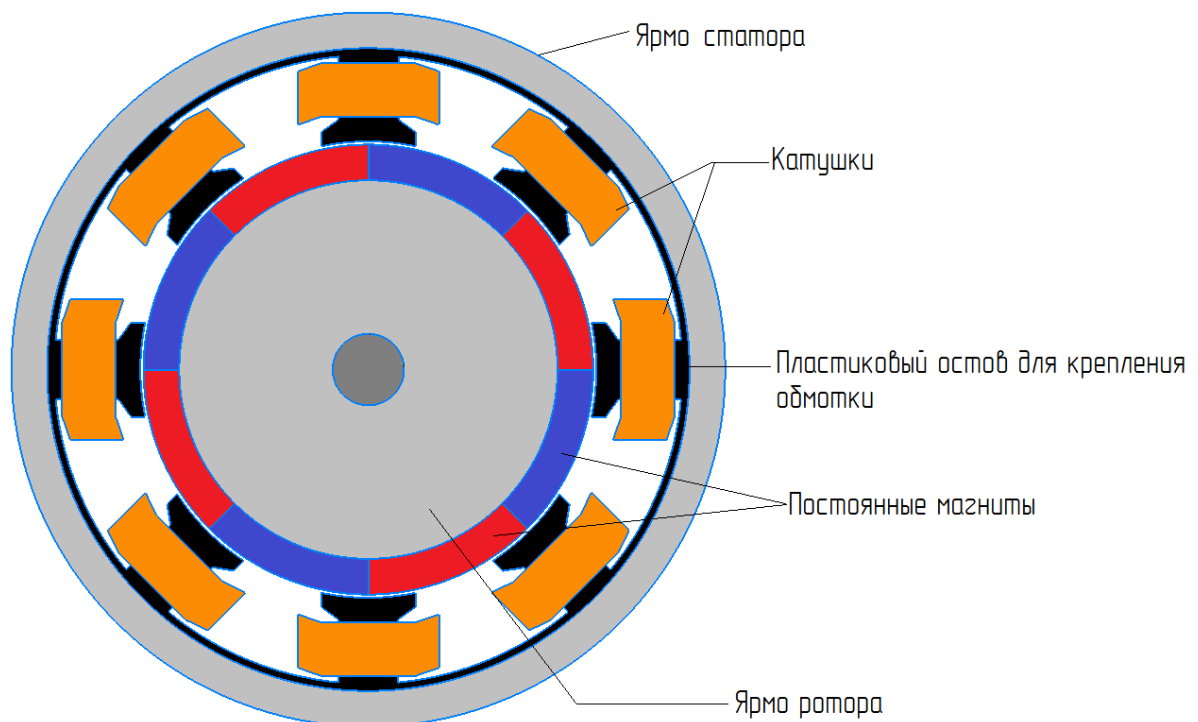


Рисунок 1.2 – Вариант конструкции БЭМПМ с креплением обмотки на остова из немагнитного материала



Рисунок 1.3 – Конструкция статора[22]

Ротор опытного образца имеет 42 сегмента магнитов на 14 полюсов (по 3 сегмента на полюс). В процессе производства каждый сегмент магнита особой формы предварительно намагничивается вне ротора в соответствии с ориентацией намагничивания. Затем эти сегменты склеиваются, образуя массив Халбаха (рисунок 1.4).

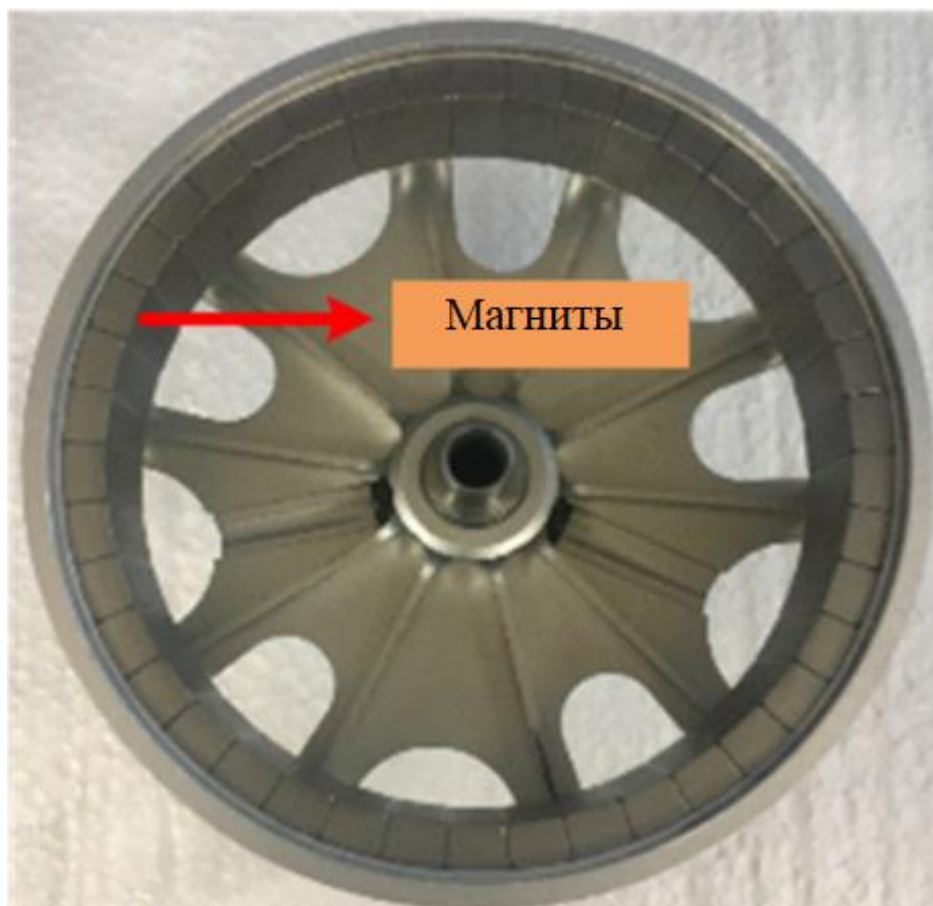


Рисунок 1.4 – Конструкция ротора [22]

Если описанные выше варианты конструкции БЭМПМ, условно, можно отнести к традиционным, то на сегодняшний день известны и более оригинальные решения.

В [24] представлена методология проектирования беспазового двигателя со спиральной ламинацией (рисунок 1.5). Работа также интересна предлагаемой технологией изготовления магнитопровода статора. Витой магнитопровод изготовлен из одной полосы стали толщиной 0,5 мм и шириной 1,25 мм. Полоса намотана на оправку с натяжением. Оправка меньше по диаметру, чем конечный диаметр витого сердечника. На поверхности оправки выточена винтовая канавка, похожая на резьбу, которая направляет стальную полосу и предотвращает её естественное стремление сплющиться. Намотанную ленту оставляют на оправке примерно на 12 часов для равномерного распределения напряжения, после чего снимают с оправки с резьбой малого диаметра и закрепляют на оправке соответствующего большего диаметра. Затем всю конструкцию выдерживают при высокой температуре 580 °С в течение двух часов. После этого надевают и затягивают витой сердечник поверх обмотки. Для склеивания сердечника и обмотки, и улучшения теплопроводности наносят изоляционный лак.

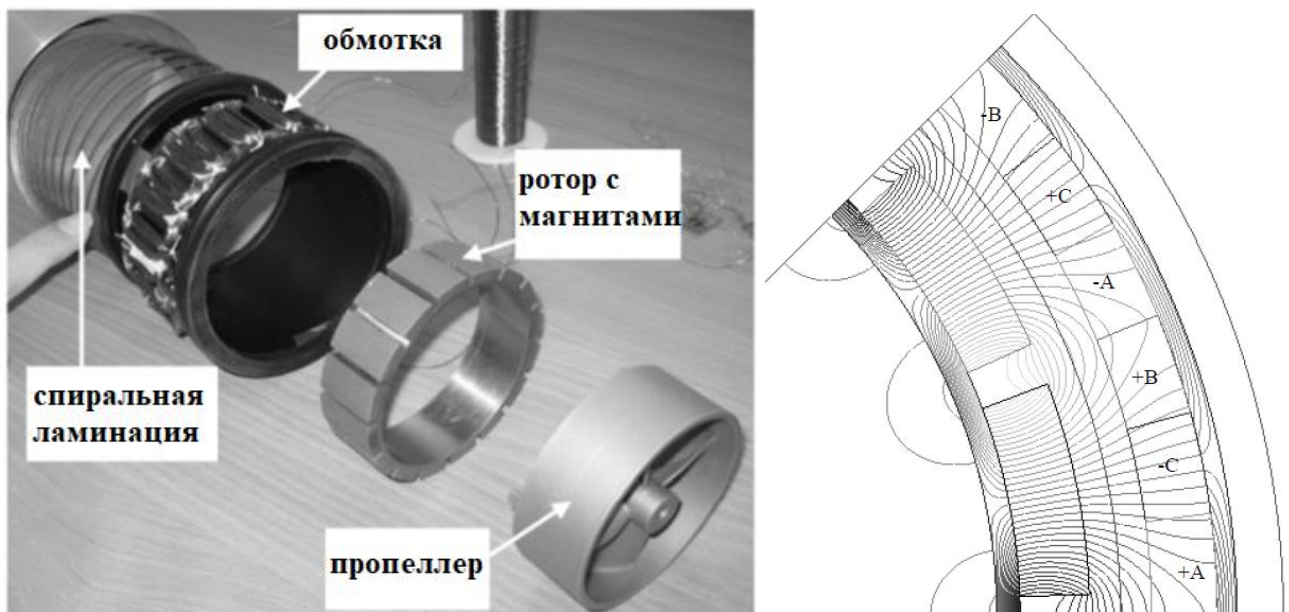


Рисунок 1.5 – Двигатель со спиральной ламинацией [24]

В статье [25] предложена конструкция беспазового СДПМ с внешним ротором и дополнительным индуктором (рисунок 1.6), обеспечивающим широкий диапазон постоянной мощности. Для компенсации малой собственной индуктивности беспазовой машины в цепь фаз обмотки статора последовательно включается индуктор, представляющий собой добавочную индуктивность без магнитной связи с рабочей обмоткой.

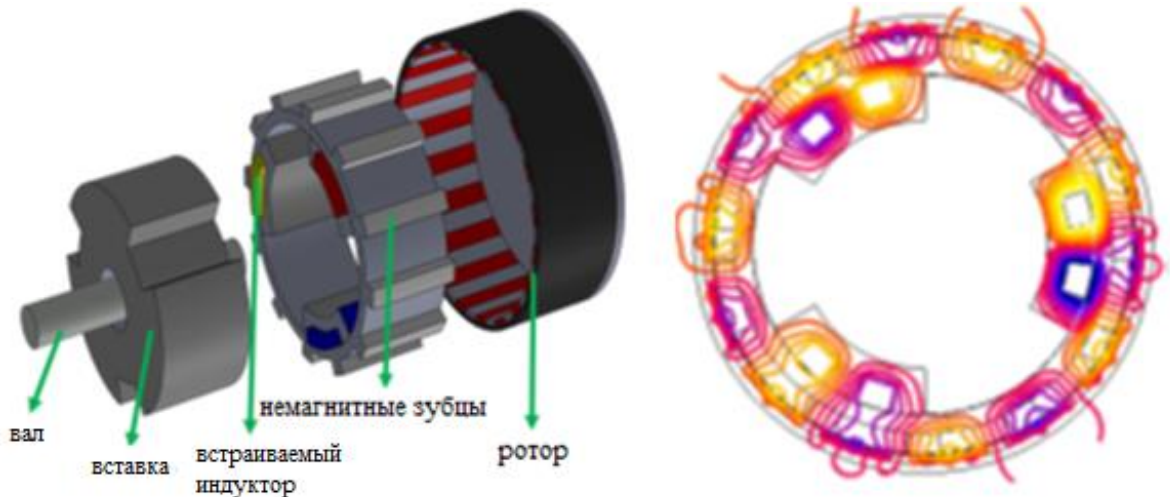


Рисунок 1.6 – Трёхмерная модель и распределение поля в двигателе [25]

Добавочная индуктивность позволяет добиться лучшего ослабления поля за счёт продольной составляющей тока якоря. Кроме того, она уменьшает пульсации тока частоты ШИМ, и вызванные ими пульсации момента.

Однако применение добавочной индуктивности увеличивает потери в стали и медные потери, что смещает максимум КПД в область более высоких частот вращения.

Материал, опубликованный в [26] интересен тем, что в нем предлагается процесс проектирования нового беспазового двигателя (рисунок 1.7) с учётом процесса изготовления катушки для коллаборативного робота. Новая беспазовая конструкция закрывает катушку материалом для литья под давлением (рисунок 1.8), что накладывает конструктивные ограничения на диаметр катушки и количество витков. Обмотка формируется таким образом, что в рабочей области

она имеет один слой, а в лобовых частях оказывается двухслойной вследствие пересечений катушек.

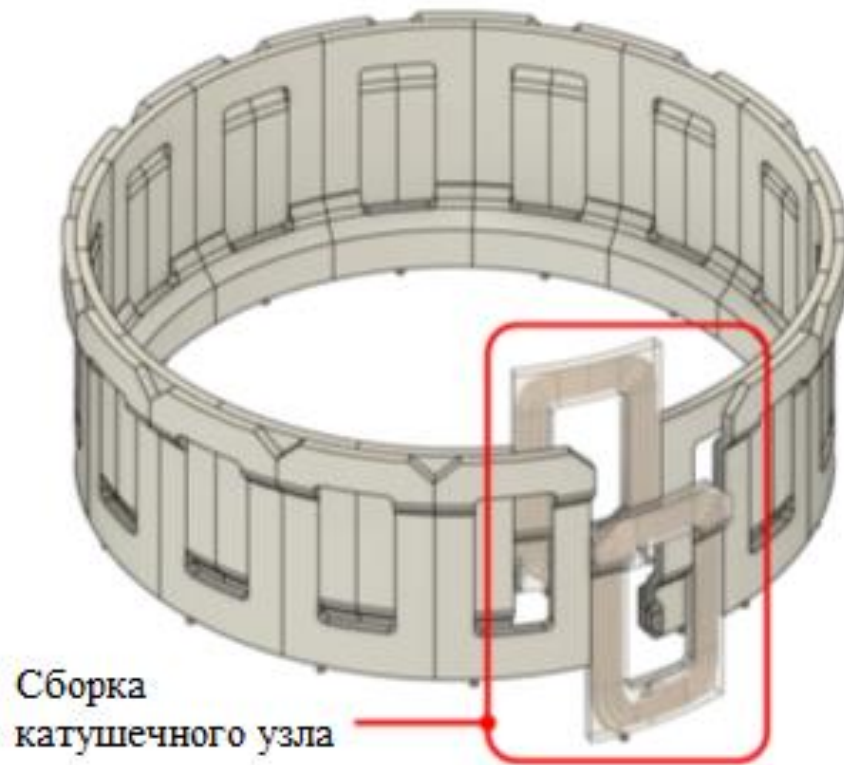


Рисунок 1.7 – Конструкция обмотки [26]

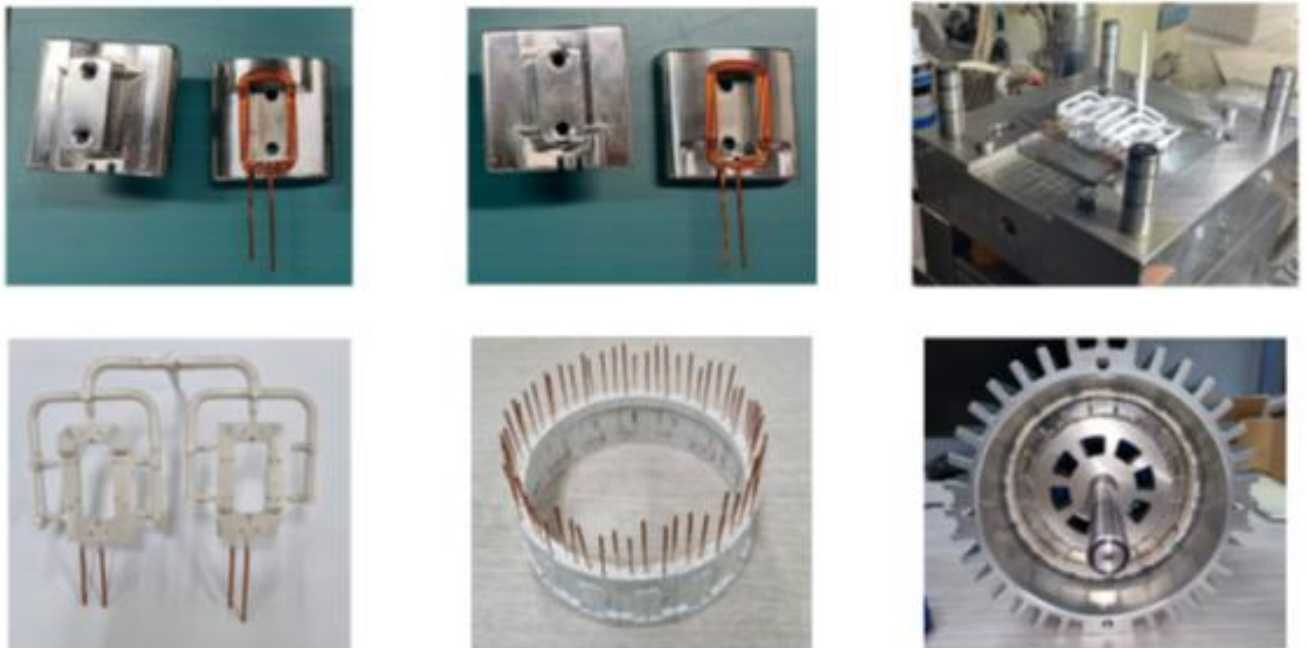
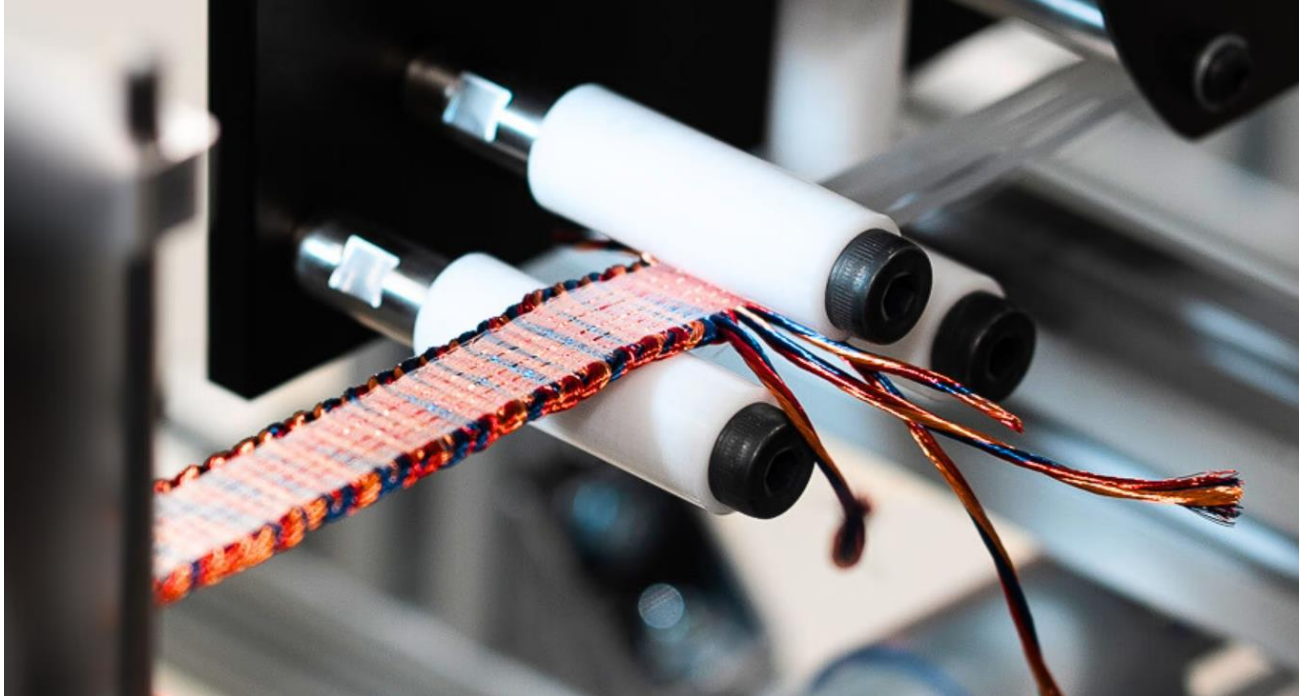
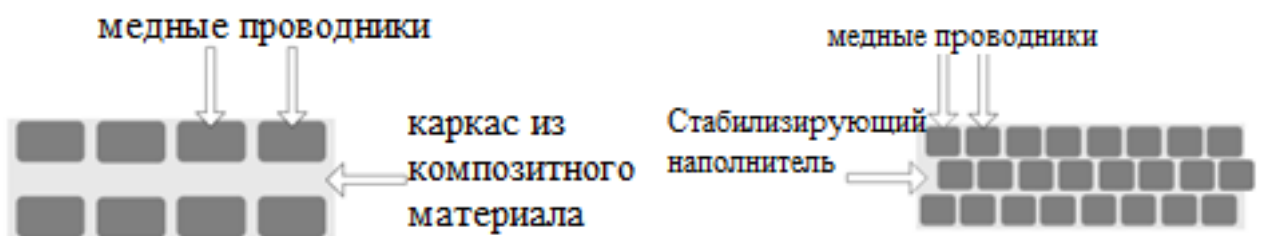


Рисунок 1.8 – Поэтапное изготовление опытного образца [26]

На сайте компании Alva Industries AS [27] приводится материал, касающийся разработанного и запатентованного метода производства беспазовых обмоток под названием FiberPrinting (рисунок 1.9).



(a)



(б)

Рисунок 1.9 – Технология FiberPrinting [27]: а – процесс печати; б – устройство гибкой обмотки

Его основные этапы:

1) Печать: сначала медные провода и конструкционные волокна соединяются, образуя плоский и гибкий композитный материал. Медные провода внутри материала образуют электрическую обмотку готового электродвигателя или генератора.

2) Формовка: затем композитному материалу придают цилиндрическую форму и помещают его в форму. В форму добавляется стабилизирующий наполнитель (обычно эпоксидная смола).

3) Форма. Наконец, композитный материал и стабилизатор затвердевают и извлекаются из формы. В результате получается самонесущая цилиндрическая деталь со встроенной медной обмоткой, которая при подключении к источнику переменного тока создаёт вращающееся магнитное поле.

Так как класс БЭМППМ является, относительно, новым и малоизученным, рассмотренные исследования, носили не только прикладной характер (различные технологии производства и конструкции БЭМППМ), но и теоретический характер.

Важный вопрос расчёта индуктивности беспазовых обмоток, который актуален как на этапе проектирования, так и при эксплуатации двигателя, исследуется в работе [22]. Индуктивность определяет, в том числе, выходные характеристики машины. Кроме того, точное определение индуктивных параметров обмотки необходимо для управления таким двигателем. В статье [22] показано, как индуктивность зависит от частоты (рисунок 1.10). На более высоких частотах из-за вихревых токов в роторе, вытесняющих поток обмотки из ротора, индуктивность обмотки статора уменьшается.

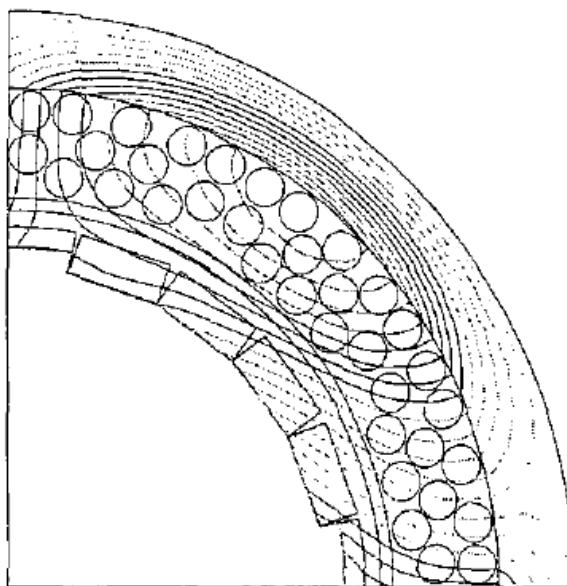


Рисунок 1.10 – Поле реакции якоря беспазового двигателя [22]

Это особенно актуально для машин, работающих в широком диапазоне частот вращения. При этом вихревыми токами в магнитах можно пренебречь, если проводимость их материала по крайней мере в 10 раз меньше, чем у железа.

В работе оценивается доля индуктивности лобового рассеяния, что имеет большую актуальность для беспазовых машин, в которых индуктивность лобового рассеяния вносит существенный вклад в результирующую суммарную индуктивность обмотки. Также изучается влияние электропроводящего бандажа магнитов ротора. Его наличие существенно уменьшает индуктивность обмотки статора.

В опубликованных результатах исследования [28] приводится аналитическая модель, позволяющая рассчитать потери на вихревые токи в постоянных магнитах (ПМ) для беспазовых синхронных машин с ПМ с поверхностно установленными ПМ с учётом эффекта проникновения тока. Аналитическое распределение магнитного поля вычисляется в полярных координатах с помощью двумерного метода подобластей. На основе прогнозируемого распределения магнитного поля аналитически вычисляются вихревые токи, индуцируемые в постоянных магнитах, и рассчитываются потери на вихревые токи в постоянных магнитах с учётом поля реакции вихревых токов. Аналитические выражения можно использовать для беспазовых магнитоэлектрических систем с любым количеством фаз и любой формой распределения тока и перекрывающихся обмоток. Чтобы оценить эффективность предложенного метода, аналитически рассчитываются двумерные потери на вихревые токи для двух беспазовых СДПМ и сравниваются с потерями, полученными с помощью двумерного конечно-элементного анализа (FEA).

Проведенный аналитический обзор научной, технической и патентной литературы демонстрирует, что беспазовые электрические машины с постоянными магнитами прошли путь от узкоспециализированной концепции до одного из наиболее динамично развивающихся направлений в современном электромашиностроении. Анализ источников выявил ключевые тенденции, нерешенные проблемы и перспективные векторы развития, которые определяют текущее состояние и будущее этой технологии.

Основной вывод, следующий из анализа, заключается в том, что преимущества БЭМПМ — отсутствие зубцовых пульсаций момента, пониженные потери в стали на высоких частотах и потенциально более высокая технологичность магнитопровода — наиболее полно раскрываются в специфических областях применения. К ним относятся высокоскоростные приводы (беспилотные летательные аппараты, турбокомпрессоры), прецизионные системы (медицинское оборудование, робототехника), где плавность вращения и высокий КПД в определенном диапазоне скоростей являются критически важными. В то же время, фундаментальный недостаток — увеличенный эффективный воздушный зазор, ведущий к снижению удельного электромагнитного момента по сравнению с пазовыми аналогами — остается главным вызовом для разработчиков.

Анализ литературы выявил несколько устойчивых тенденций для класса БЭМПМ.

Во-первых, наблюдается активный поиск способов компенсации падения момента. Исследователи предлагают, как инновационные материалы, например, комбинированный железо-медный провод, так и оптимизацию топологии, в частности, применение массивов Халбаха, которые позволяют сконцентрировать магнитное поле в рабочем зазоре.

Во-вторых, центральной проблемой, которой посвящена значительная часть патентов и статей, является технология изготовления и крепления обмотки. Если в машинах малой мощности достаточно клеевых композиций, то для более нагруженных конструкций предлагается множество решений: от каркасов из высокотемпературных полимеров и намотки на оправках с последующей фиксацией до революционных подходов, таких как технология FiberPrinting, объединяющая проводники и армирующие волокна в единый композит. Это свидетельствует о том, что именно производственные технологии являются сегодня ключевым фактором, сдерживающим массовое внедрение БЭМПМ в средне- и высокомоощном сегментах.

Несмотря на значительный объем опубликованных исследований, анализ литературы позволил выявить ряд непроработанных вопросов и нерешенных задач, наиболее очевидные из них:

1. Нехватка аналитических методик для расчёта параметров и проектирования БЭМПМ. Почти все, из рассмотренных опубликованных исследований, производились на базе численного моделирования. А те немногие аналитические модели, найденные в ходе обзора литературы, обладают большим количеством допущений, либо сложно реализуемы. Подробнее про моделирование БЭМПМ и краткий обзор существующих методов моделирования представлен в Главе 3 данной работы.

2. Недостаточная проработка моделей для мультифизического анализа. Большинство аналитических и численных моделей сфокусированы на электромагнитных расчетах. При этом вопросы сопряженного теплового и механического анализа (напряжения в клеевых соединениях, вибрации) часто рассматриваются изолированно, хотя именно они определяют предельную мощность и надежность БЭМПМ. Особенно остро стоит проблема точного моделирования добавочных потерь в обмотках сложной формы и потерь в магнитах при питании от ШИМ-инверторов.

На основе выявленных пробелов можно сформулировать следующие перспективные направления для будущих исследований:

1) Разработка и экспериментальная верификация аналитических и численных методик расчёта электромагнитных, тепловых и прочностных характеристик беспазовых электрических машин с постоянными магнитами с учётом технологических ограничений различных способов изготовления.

2) Проведение сравнительных исследований различных технологий изготовления БЭМПМ с созданием макетных и опытных образцов и их испытанием для оценки не только выходных характеристик, но и трудоемкости, стоимости и повторяемости в условиях серийного производства.

1.2 Особенности электрических машин с беспазовой конструкцией статора и обмотками с дробным q

Исходя из конструкции БЭМПМ и из опыта проектирования можно выделить следующие их преимущества:

1. Отсутствие потерь в стали зубцовой зоны, которые составляют основную долю потерь в пазовых машинах (в виду отсутствия зубцов), особенно в многополюсных на высоких скоростях вращения;

2. Вентильные двигатели с постоянными магнитами имеют сравнительно большой уровень остаточного электромагнитного момента реактивного происхождения (в отдельных случаях до 10% от номинального). Этот недостаток затрудняет применение приводов на основе СДПМ в высокоточных системах, таких как промышленные станки, робототехнические комплексы, радиолокационные устройства. Беспазовые СДПМ лишены этих недостатков. При этом равномерность воздушного зазора и отсутствие реактивного момента уменьшают уровень шумов, вибраций, пульсаций крутящего момента, делает вращение ротора более равномерным, особенно на малых скоростях;

3. Отсутствие вихревых токов в массиве магнитов, из-за которых возможен чрезмерный нагрев магнитов и, как следствие, размагничивание.

4. Относительно большой немагнитный зазор, по сравнению, с пазовыми машинами, очевидно, влечёт уменьшение электромагнитного момента в беспазовых машинах. Однако отсутствие зубцов на статоре позволяет высвободить место под увеличенный ротор. Таким образом, при равных внешних габаритах, с грамотным подходом к проектированию, можно добиться примерно равных показателей выходной мощности и электромагнитного момента БЭМПМ и ПЭМПМ.

5. Высокая технологичность пакета статора без зубцов (также возможны варианты конструкции без металлического ярма). Как следствие – отсутствие зубцов высвобождает место под большее число проводников, а это значит, что возможны повышенные значения плотности тока в обмотке.

б. Низкое значение индуктивного сопротивления обмотки в связи с отсутствием индуктивности от потоков пазового рассеяния, а также снижение электромагнитной постоянной времени T .

Перечисленные выше достоинства БЭМПМ над ПЭМПМ подтверждают необходимость их развития как отдельного класса машин с магнитоэлектрическим возбуждением. Однако, БЭМПМ обладают и особенностями, которые негативно сказываются на их параметрах. Для достижения лучших выходных параметров БЭМПМ имеет смысл проводить работу над уменьшением таких негативных эффектов.

Одной из таких особенностей является путь прохождения основного магнитного потока. В виду специфики конструкции им пронизываются катушки обмоток, в то время как в традиционных электрических машинах обмотку, лежащую в пазу, пронизывают лишь потоки рассеяния. Из-за этого обстоятельства возрастают общие потери в обмотке, к электрическим потерям при протекании тока якоря добавляются потери на уравнивательные и вихревые токи. Для нивелирования этих потерь возможно использование многожильного витого проводника для обмотки, но при его использовании снижается коэффициент заполнения обмотки. Также остаётся открытым вопрос о величине этих потерь [1].

В целом БЭМПМ сильно уступают пазовым вариантам СМПМ в величине электромагнитного момента, из-за чего варианты применения БЭМПМ весьма ограничены. Однако, при грамотном подходе в проектировании и применении современных технических решений можно добиться сходных с пазовыми аналогами параметров при сохранении преимуществ, характерных именно классу БЭМПМ.

Например, на сегодняшний день в БЭМПМ применяются классические обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q > 1$. Однако, классические обмотки могут быть успешно заменены дробно-катушечными обмотками с $q < 1$. Это подробно описано и подтверждено в [29-40] Число пазов на полюс и фазу таких обмоток определяется выражением:

$$q = \frac{c}{d} < 1 \quad (1.1)$$

ДЗО образуются из нескольких одинаковых участков, называемых фазными зонами. Причем число фазных зон кратно фаз m . Для трехфазных обмоток с четным d число фазных m_z равно $m_z = 2m = 6$, а для обмоток с четным d число фазных зон равняется $m_z = m = 3$. Каждая фазная зона из c числа катушек, включённых между собой последовательно, каждая из которых охватывает один зубец.

Особенностью конструкции таких электрических машин является то, что число зубцов статора незначительно отличается от числа полюсов ротора, обычно на $2 \div 4$ полюса. Многофазная обмотка состоит из катушек, размещённых по одной на каждом зубце. Рабочей гармоникой поля в таких двигателях является не первая, период которой совпадает с периодом обмотки, а высшие (для $q=2/5$ это $\nu=5$ и 7 (рисунок 1.11), $q=3/8$ - $\nu=4$ и 5 и т.д.). Период высшей рабочей гармоники близок к величине зубцового деления. Это дает возможность выполнить двигатель с большим числом полюсов, что затруднительно в двигателях с обычными обмотками, особенно при малых диаметрах статора.

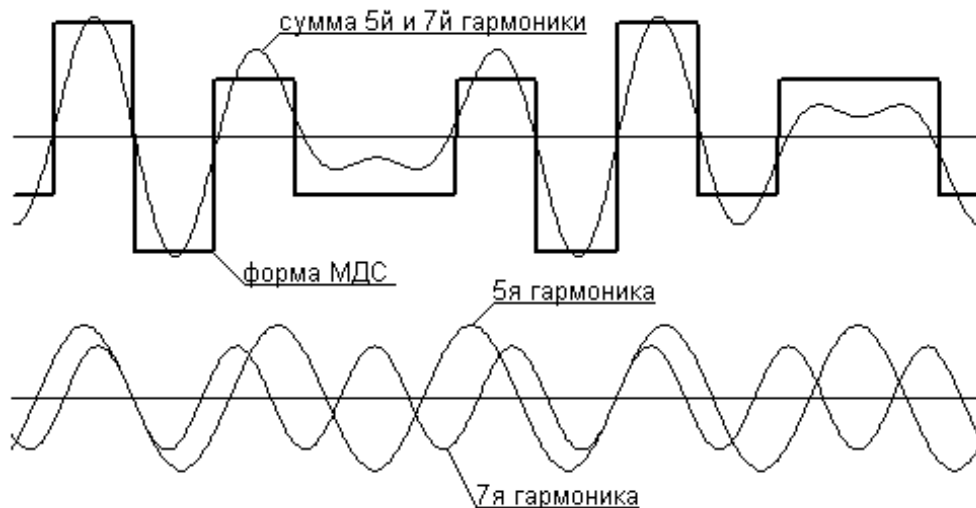


Рисунок 1.11 – Основные гармоники обмотки с $q=2/5$

Помимо того, что данный шаг позволит значительно упростить технологический процесс производства беспазовых электрических машин, зубцовые обмотки обладают рядом отличительных особенностей:

1. Высокий удельный момент, что благоприятно отражается на показателе удельной мощности (Вт/кг), который является ключевым, например, для применения в беспилотных летательных аппаратах;
2. Меньший осевой габарит электрической машины за счёт наименьшей среди известных обмоток длине лобовых частей [23];
3. Меньший расход меди, в виду малых лобовых частей, в сравнении с классическими обмотками, а, следовательно, и меньшие электрические потери.

Однако в случае БЭМПМ, в которых полностью отсутствует зубцовая зона, будет неправильным использовать название «дробно-зубцовая» обмотка, назовём подобные типы обмоток «катушечными с $q < 1$ ». Пример схемы такой обмотки приведён на рисунке 1.12 [23].

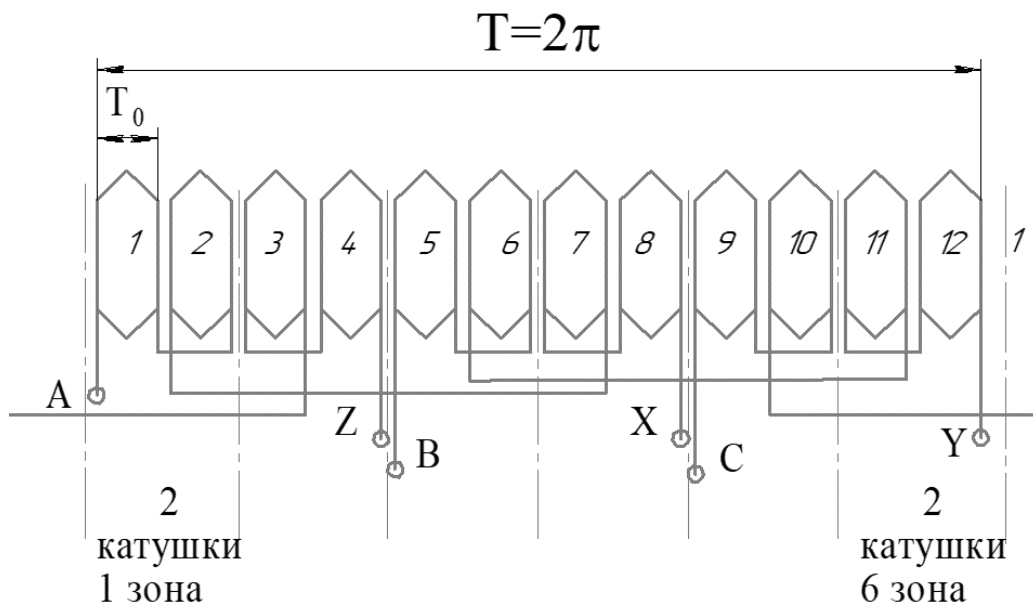


Рисунок 1.12 – Схема катушечной обмотки с $q=2/5$

В стремлении достигнуть в БЭМПМ схожих показателей мощности с ПЭМПМ неизбежно увеличивается объём используемого магнитного материала в конструкции ротора. Это обстоятельство влечёт удорожание производства и

увеличение инерционности ротора. Для увеличения доли использования магнитных материалов возможно применение магнитной сборки Халбаха.

Сборка Халбаха представляет собой особую конфигурацию постоянных магнитов (рисунок 1.13), характеризующаяся тем, что магнитное поле с одной из её сторон практически полностью отсутствует, в то время как с противоположной стороны магнитный поток в два раза интенсивнее (в идеальном случае) [41]. Данный эффект достигается благодаря особому расположению элементов сборки, у которых вектор намагничивания направляется в особой последовательности. Однако, при моделировании было отмечено, что применение сборки Халбаха оправдано только при значительной толщине магнитов.

Машины с беспазовой топологией со сборкой Халбаха могут иметь сходные показатели по КПД и потерям в сердечнике по сравнению с пазово-радиальной машиной. Однако проектирование и сборка ротора по такой технологии – это отдельная многогранная задача, решение которой, так или иначе, влечёт сложности в производстве.

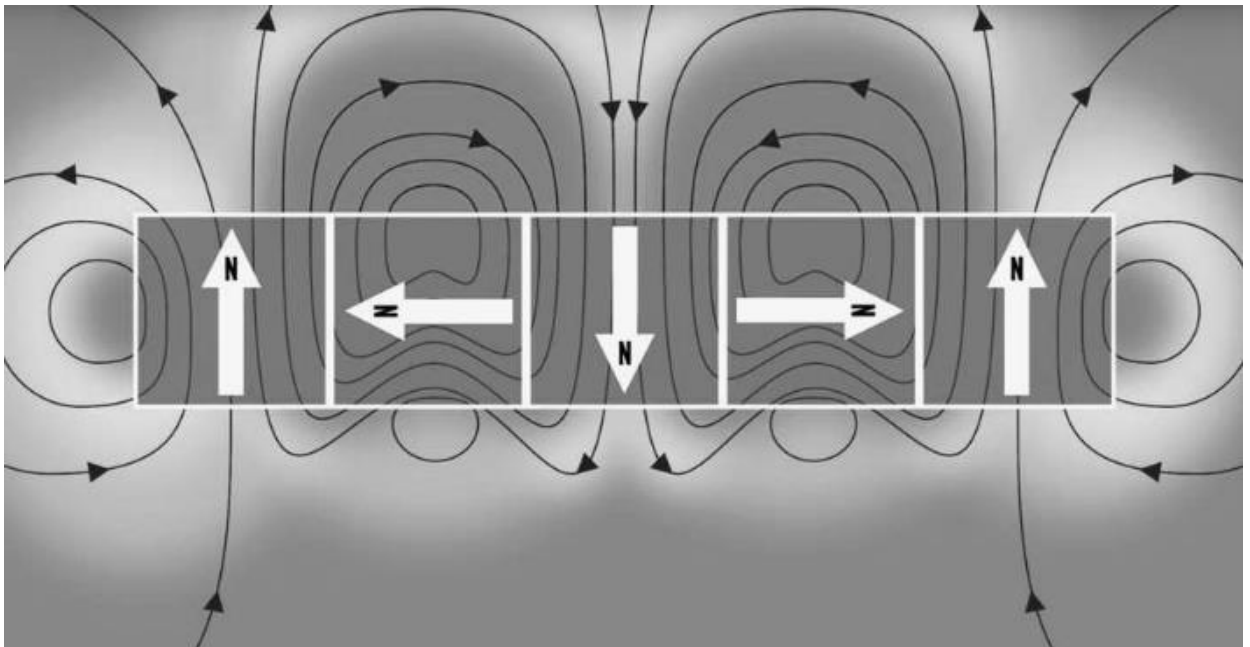


Рисунок 1.13 – Пример сборки Халбаха

1.3 Сравнение синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов с пазовой и беспазовой конструкцией статора

Для проверки выше поставленной гипотезы о том, что БЭМПМ могут достигать близких или равных пазовым машинам мощностно-энергетических показателей в одних и тех же габаритах, при этом, обладая рядом достоинств, для сравнения был взят реально существующий прототип электродвигателя. электромеханического усилителя рулевого управления, разработанного кафедрой Электромеханики Новосибирского Государственного Технического Университета.

Было произведено численное моделирование данной электрической машины в программном пакете Ansys Motorcad, а затем был разработан в тех же габаритах и смоделирован аналог с беспазовой конструкцией статора. Дальнейшие итерации моделирования для сравнения электродвигателей будут производиться в этой же программе, которая базируется на методе конечных элементов и с высокой степенью точности позволяет решать электромагнитные задачи [42].

Эскизы моделей, рассматриваемых машин приведены на рисунке 1.14. Параметры моделей электродвигателей приведены в таблице 1.1.

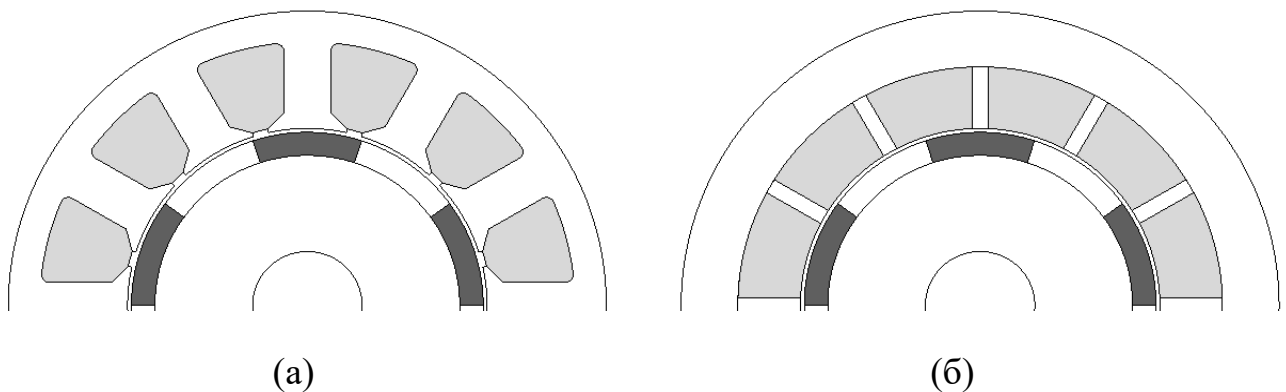


Рисунок 1.14 – Эскизы моделей: а) электродвигателя электромеханического усилителя рулевого управления б) беспазовой машины в габаритах электродвигателя электромеханического усилителя рулевого управления

Таблица 1.1 – Параметры моделей

Параметр	Обозначение	Значение
Марка стали	-	2421
Марка магнитов	-	N35UH
Внешний диаметр корпуса	D_k	76,5 мм
Длина корпуса	l_k	80 мм
Внешний диаметр листа статора	D_a	76,5
Диаметр расточки	D	46 мм
Длина сердечника	l	55 мм
Число пар полюсов	p	5
Число пазов на полюс и фазу	q	2/5

Максимальная мощность электрических двигателей при работе в длительном режиме определяется её тепловым состоянием, т.е. величиной потерь. В дальнейшем будем учитывать только потери в меди и потери в стали. Их сумма в обеих машинах должна быть одинакова. Для определения допустимых потерь в двигателе воспользуемся понятием «тепловой нагрузки на корпусе» – это величина потерь в двигателе на единицу площади наружной поверхности. Для двигателя с диаметром корпуса 80 мм её можно принять равной $0,12 \text{ Вт/см}^2$ для длительного режима работы [43]. Тогда при заданных размерах двигателя (таблица 1.1) величина допустимых потерь при приемлемых перегревах составит 37 Вт.

Исходя из допустимых потерь определим максимальные электромагнитные моменты двигателей в режиме короткого замыкания (при неподвижном роторе). В этом режиме потери в стали равны нулю, имеют место только потери в меди из величины которых можно определить допустимый ток и величину максимального момента. Результаты моделирования приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Сравнение результатов моделирования

Параметр	БЭМПМ	ПЭМПМ
М, Н·м	0,75	2,98

Таким образом двигатель с зубцовой обмоткой значительно превосходит беспазовый двигатель по величине момента в режиме короткого замыкания [23]. Это объясняется меньшей величиной магнитного потока из-за большой величины воздушного зазора в БЭМПМ.

Номинальная частота вращения электродвигателя ЭМУРа с зубцово-пазовым статором составляет 900 об/мин. Второе сравнение произведено на данной частоте вращения и приведено в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Сравнение результатов моделирования

Параметр	БЭМПМ	ПЭМПМ
M , Н·м	0,75	2,56
P_{cm} , Вт	0,03	9,29
$P_{эл}$, Вт	37,0	27,7
$P_{cm}+P_{эл}$, Вт	37,03	37,0
P_2 , Вт	70,9	241,9
КПД, %	65,5	86,8

Как видно из сравнения, потери «в стали» (в магнитопроводе) БЭМПМ на частоте вращения 900 об/мин, при равенстве линейной токовой нагрузки и плотности тока находятся на значительно более низком уровне, нежели в ПЭМПМ. Поэтому возможно значительное увеличение плотности тока в обмотке БЭМПМ, чтобы уровнять суммарные потери до уровня ПЭМПМ при сохранении тождественности теплового состояния.

Таким образом при абсолютно идентичной конструкции ротора электромагнитный момент ПЭМПМ почти в 3.5 раза превосходит этот параметр в БЭМПМ. Однако, как говорилось ранее, можно добиться близких значений момента при определённых технических решениях, например, увеличение массы магнитных материалов ротора при уменьшении толщины ярма статора и сборка Халбаха.

Сравнение БЭМПМ с исходным и увеличенным объёмом магнитного материала, с БЭМПМ со сборкой Халбаха с исходным и увеличенным объёмом магнитного материала приведено ниже в таблице 1.4.

Таблица 1.4 – Сравнение результатов моделирования

Параметр	БЭМПМ	БЭМПМ с увеличенным объёмом магнитного материала	БЭМПМ с увеличенным объёмом магнитного материала и сборкой Халбаха
M , Н·м	0,753	1,5329	1,79
P_{cm} , Вт	0,03	2,03	2,03
$P_{эл}$, Вт	37,0	35	35
$P_{cm}+P_{эл}$, Вт	37,03	37,03	37,03
P_2 , Вт	70,934	144,47	167,2
КПД, %	65,54	79,57	81,8

В сравнениях, представленных в таблице 1.4, варьировалось всего 2 параметра – масса постоянных магнитов и тип их намагниченности. Но при проектировании БЭМПМ есть гораздо больше параметров, вариативность которых может существенно повлиять на мощностно-энергетические показатели электродвигателя, однако все их тяжело охватить при помощи численных методов расчёта, в виду большого количества итераций расчёта, которые требуют немало времени и существенных ресурсов компьютера. В данном случае высокоточная аналитическая модель БЭМПМ могла бы существенно упростить процесс сравнения.

Подводя итог под первыми результатами сравнения, можно утверждать, что электрические машины в беспазовой конфигурации могут быть близки по величине выходного момента к пазовым аналогам.

Двигатели с катушечной с $q < 1$ обмоткой можно выполнить только многополюсными. Поэтому частота питающего напряжения у них, как правило, повышена. И необходимость учёта потерь в стали при повышенной частоте вращения несколько меняет полученные выше результаты. Напомним, представленное выше сравнение было проведено на относительно небольшой частоте вращения 900 об/мин.

Для того, чтобы оценить влияние частоты вращения на выходные параметры БЭМПМ и ПЭМПМ, проведём моделирование двигателей (при увеличенном объёме магнитного материала на роторе у беспазового) на различных частотах вращения при прежнем уровне суммарных потерь (37 Вт). Поддерживая величину

суммарных потерь постоянной, были получены зависимости величины допустимого момента и мощности на валу двигателя, коэффициента полезного действия (КПД) от частоты вращения. Данные зависимости представлены ниже на рисунках 1.15-1.17 [23].

Из полученных зависимостей видно: из-за того, что величина суммарных потерь $P_{\Sigma} = const$, а по мере нарастания частоты вращения в ПЭМПМ значительно возрастает доля потерь в магнитопроводе – требуется уменьшать плотность тока в обмотке статора, что в свою очередь ведёт к уменьшению крутящего момента на валу. В БЭМПМ величина приращения потерь в магнитопроводе по частоте вращения гораздо ниже. Поэтому величины крутящего момента на валу, выходной мощности и КПД в БЭМПМ при определённой частоте вращения становится больше, чем в ПЭМПМ. В то время как в ПЭМПМ на определённой частоте вращения потери в магнитопроводе становятся настолько большими, что достигают поддерживаемого уровня суммарных потерь, и его дальнейшая эксплуатация невозможна без увеличения этого предельного уровня суммарных потерь [23].

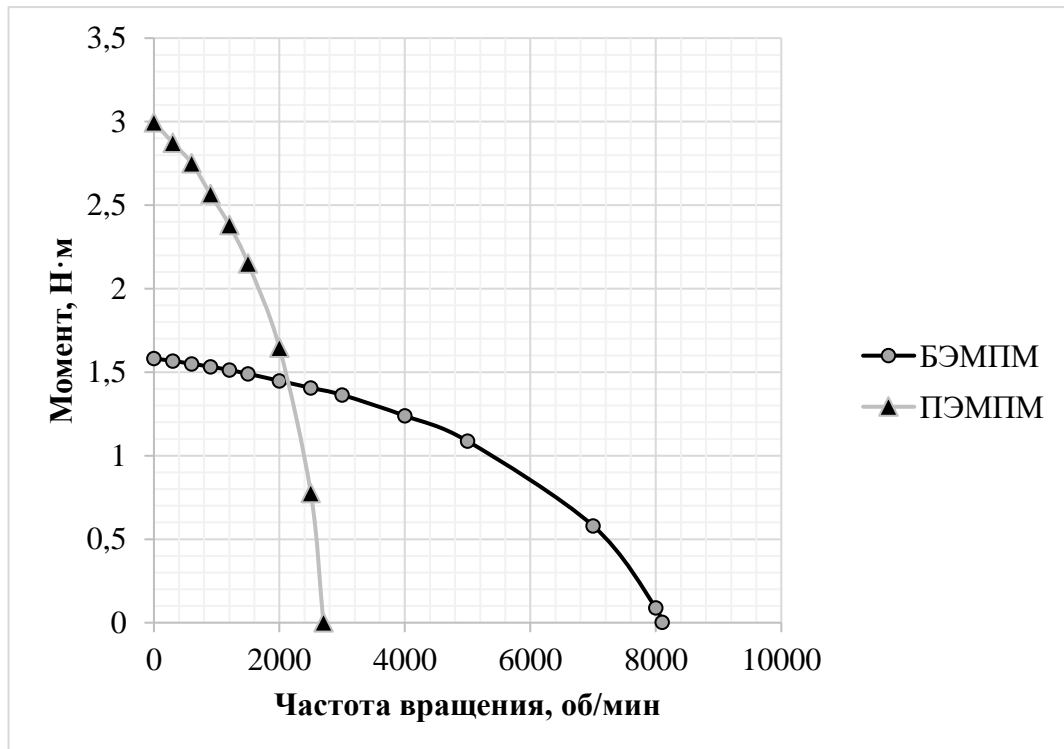


Рисунок 1.15 – Зависимость выходного крутящего момента от частоты вращения

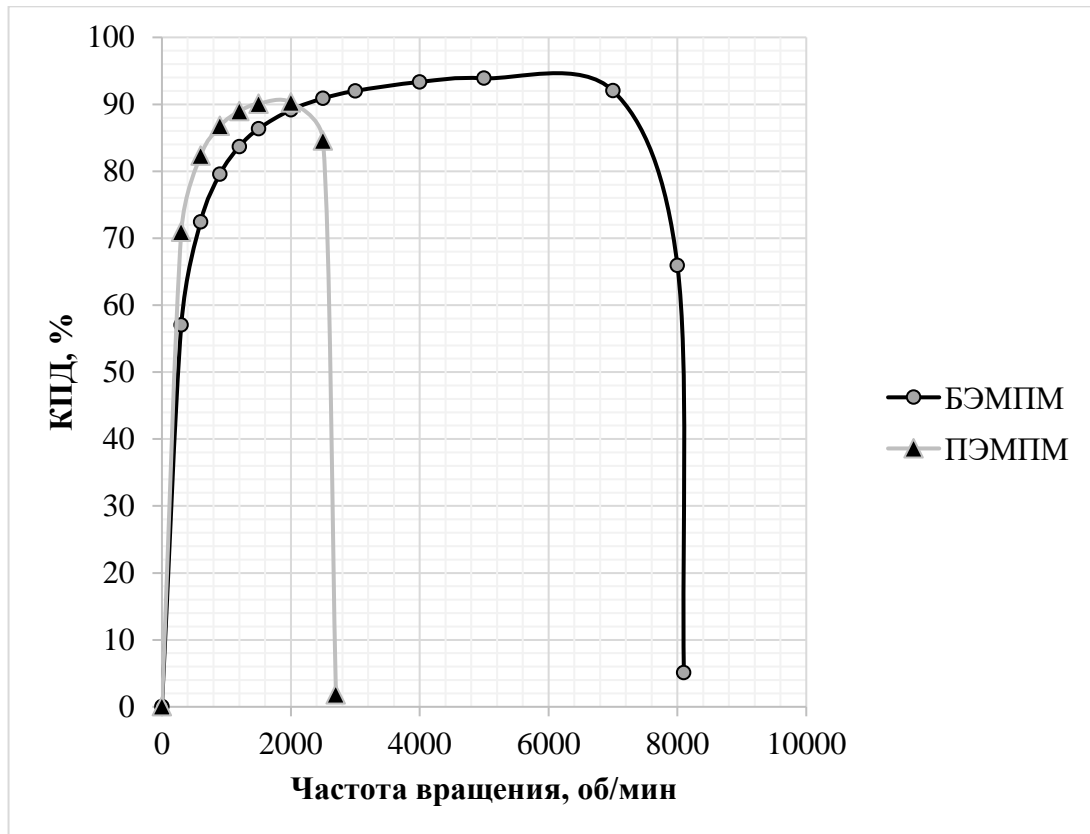


Рисунок 1.16 – Зависимость коэффициента полезного действия от частоты вращения

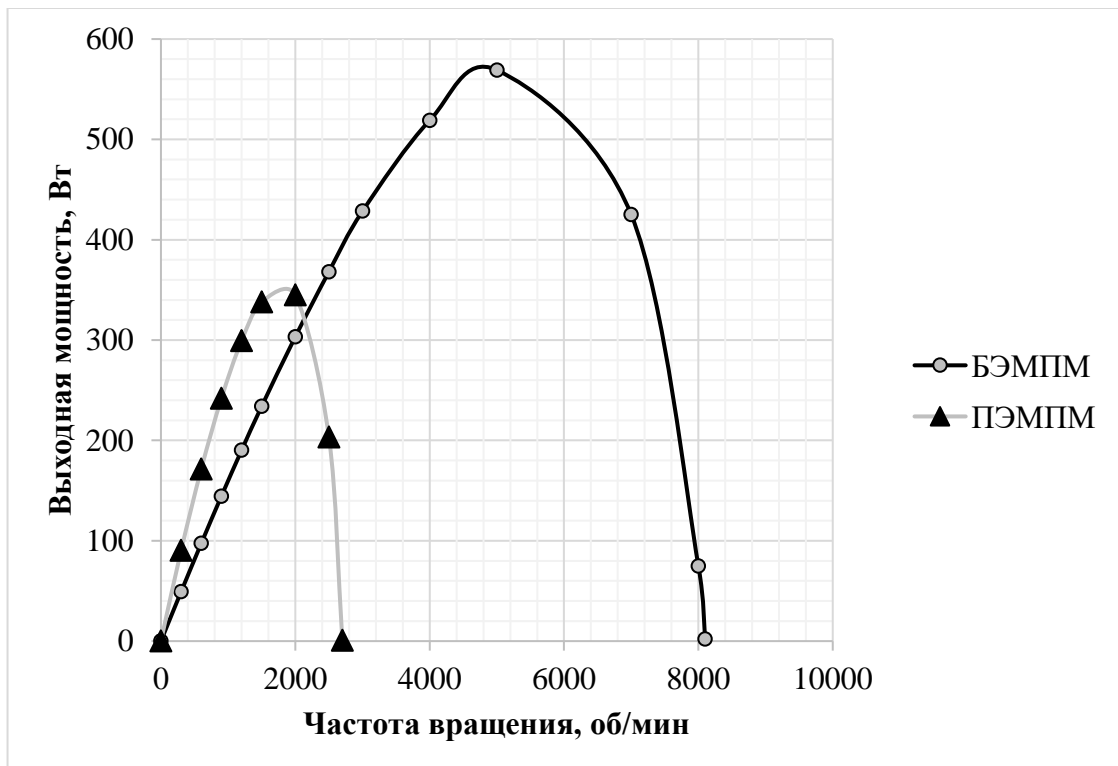


Рисунок 1.17 – Зависимость выходной мощности от частоты вращения

Подводя итог под результатами сравнения, можно утверждать, что при поддержании одинакового теплового состояния выходной момент беспазовой электрической машины может быть сопоставим с моментом пазового аналога, особенно на высоких частотах вращения. Преимущества БЭМППМ, такие как величина вращающего момента уровень КПД, в большей мере раскрываются именно на высоких частотах вращения, поэтому они могут применяться, например, в беспилотных летательных системах, роботах, автомобилестроении и так далее. Перспективно применение беспазовых машин в различных прецизионных приводах, так как они имеют чрезвычайно низкий уровень пульсации момента [44].

Также в ходе сравнений стало понятно, что методики и рекомендации для проектирования ПЭМППМ могут быть не применимыми к проектированию БЭМППМ. Поэтому оптимальное проектирование БЭМППМ при существующей теоретической базе знаний нельзя назвать простой задачей. Таким образом дальнейшее развитие теории БЭМППМ и выработка методик и рекомендаций при проектировании и производстве видится перспективным направлением исследований в электромеханике.

Выводы по главе 1

1. Показаны особенности конструкции и приведены преимущества электрических машин с дробными катушечными обмотками и постоянными магнитами с беспазовой конструкцией статора над электрическими машинами с классической конструкцией. Беспазовые машины имеют более низкий уровень потерь в магнитопроводе статора, а также более низкий уровень шумов, вибраций, пульсаций электромагнитного момента.

2. Приведены сравнительные характеристики, по которым можно судить о том, что высокоскоростные и прецизионные применения наиболее рациональны для электрических машин с беспазовой конструкцией статора и возбуждением от постоянных магнитов. Обоснована актуальность необходимости создания

аналитической модели для беспазовых электродвигателей, пригодной при проектировании.

3. Проведен обзор современного состояния исследований о моделировании электрических машин с беспазовой конструкцией статора. Представленное разнообразие подходов показывает необходимость в разработке моделей и методик для поверочных и проектировочных расчётов БЭМПМ.

ГЛАВА 2 АНАЛИЗ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛЫ И ЕЁ ВЛИЯНИЕ НА ПУЛЬСАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА В БЕСПАЗОВЫХ СИНХРОННЫХ МАШИНАХ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ КАТУШЕЧНЫМИ ОБМОТКАМИ

В данной главе рассматриваются особенности магнитодвижущих сил дробных обмоток в электрических машинах в беспазовом исполнении, вывод аналитических выражений для расчёта и гармонического анализа МДС для них.

В [29-39] приведены особенности построения дробных зубцовых обмоток, а также выделена группа основных, наиболее оптимальных обмоток, обладающих общими закономерностями в устройстве и свойствах. На рисунке 2.1 приведена для примера схема такой обмотки с $q=2/5$. Эта схема справедлива и для катушечных обмоток беспазовых машин. Отличие заключается лишь в том, что в беспазовых машинах обмотка располагается не в пазах, а распределена в расточке статора.

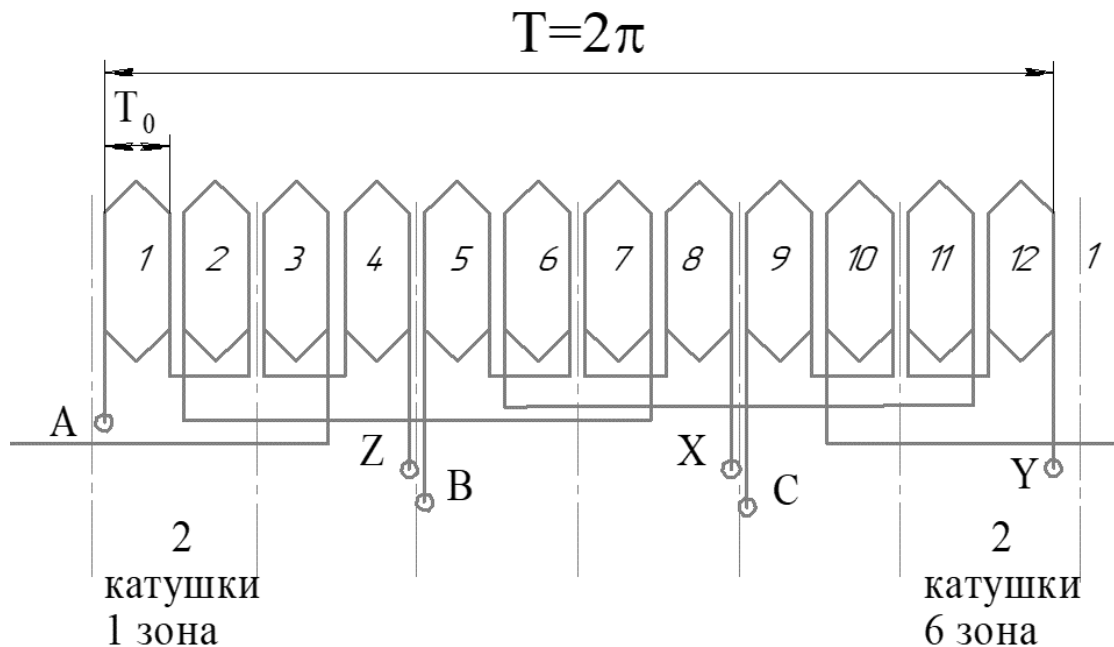


Рисунок 2.1 – Схема катушечной дробной обмотки с $q=2/5$

Число катушек на полюс и фазу определяется несократимой дробью $q=c/d$. Обмотку составляют несколько фазных зон N_z (одинаковые повторяющиеся

участки), их число зависит от числа фаз: $N_3=2m$ при d – нечётном и $N_3=m$ при чётном d . Фазная зона состоит из нескольких, подключенных согласно – последовательно катушек c .

В данной главе рассматриваются МДС, создаваемые дробными обмотками в беспазовых электрических машинах. При выводе аналитических выражений принимались допущения о гладком воздушном зазоре, бесконечной проницаемости стального магнитопровода.

2.1 Расчёт магнитодвижущей силы катушки в беспазовых машинах с дробным q

Из-за особенностей конструкции двигателя, расположения обмотки не в пазу, а в воздушном зазоре, форма МДС беспазовой машины отлична от машины классической конструкции (рисунок 2.2). Если во втором случае принято определять МДС при токе, сосредоточенном в точке [45], то в беспазовых машинах примем считать, что ток катушки распределён равномерным слоем в воздушном зазоре. Тогда форма МДС катушки такой машины имеют вид трапеции (рисунок 2.3) Соответственно, форма кривой МДС значительно отличается от формы для классических машин, распределение МДС которых представляет собой меандры [46].

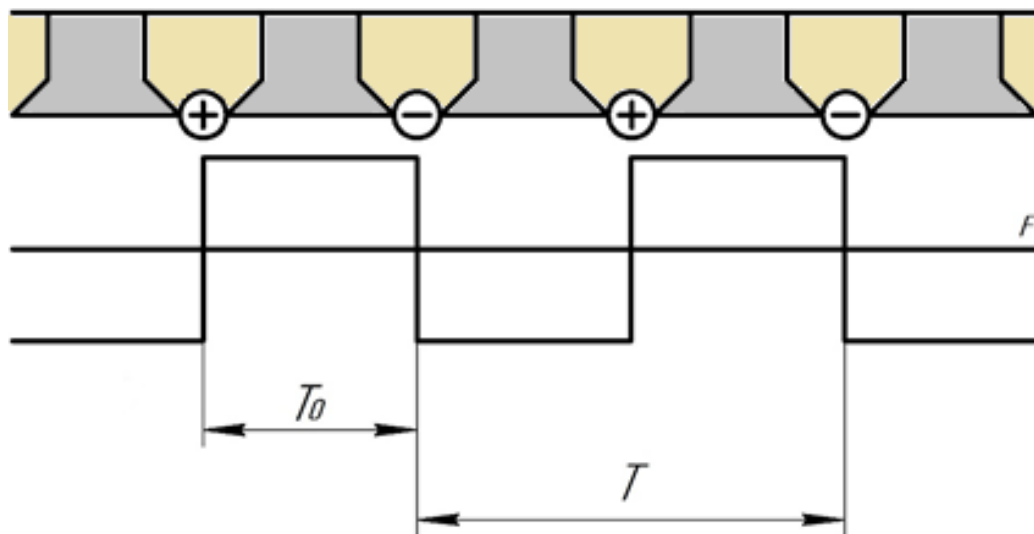


Рисунок 2.2 – Классическое распределение МДС в эл.машине с зубцово-пазовым статором

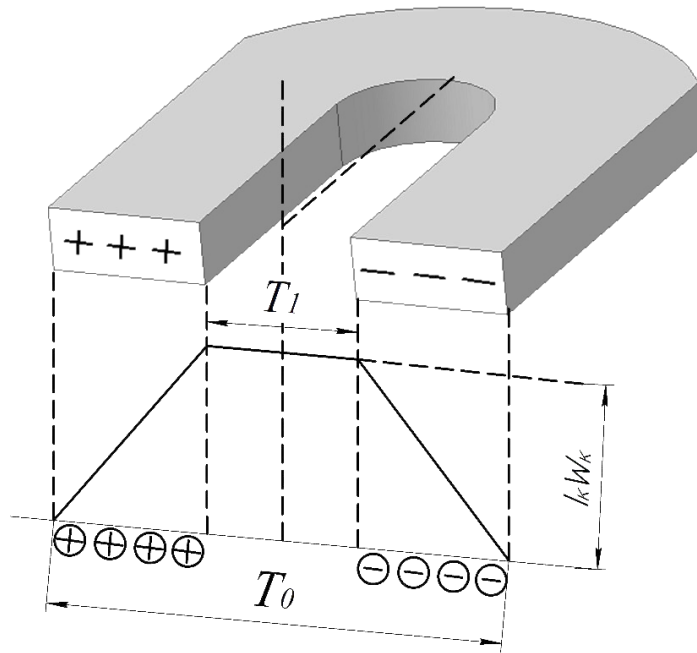


Рисунок 2.3 – Поперечный разрез катушки и созданная ею МДС

Как уже говорилось ранее, проводники в беспазовых машинах не сосредоточены на какой-либо оси (оси паза, в случае классических электрических машин). Напротив, проводники могут быть распределены по расточке с разным геометрическим интервалом, в зависимости от размеров катушки, и поэтому распределение МДС одного катушечного контура в некоторых случаях будет отличаться от прямоугольной формы, как в классической компоновке электрических машин. Распределение МДС беспазовой машины может принимать 3 вида: при $T_1=0$ – треугольник (всё пространство T_0 занято проводниками катушки), $T_1=nT_0$ – трапеция (часть пространства T_0 занято проводниками катушки), $T_1=T_0$ – прямоугольник, с высотами $F = i_k w_k$ для первых двух типов и стороной $F = i_k w_k$ для третьего, где i_k – мгновенное значение силы тока в катушке, а w_k – число витков. Таким образом, первый и третий типы формы распределения МДС – частные случаи второго, поэтому рассмотрим разложение в гармонический ряд на полном периоде T именно для трапецидальной формы [46].

Приведённую на рисунке 2.3 МДС катушки можно представить в виде следующего гармонического ряда [47]

$$F_{kv}(\alpha) = F_{0k} + \sum_1^v F_{kv} \cos(\alpha \cdot v), \quad (2.1)$$

здесь F_{0k} – постоянная составляющая МДС катушечного контура, F_{kv} – амплитуда v -ой гармоники

$$F_{0k} = i_k \cdot w_k \frac{T_0 + T_1}{2T}, \quad (2.2)$$

$$F_{kvm} = F \cdot \frac{T_0 + T_1}{T} \cdot S \left[\frac{v \cdot (T_0 - T_1)}{2T} \right] \cdot S \left[\frac{v \cdot (T_0 + T_1)}{2T} \right], \quad (2.3)$$

где $S(x) = \frac{\sin(\pi \cdot x)}{\pi \cdot x}$.

Преобразуя данное выражение, получим:

$$F_{kvm} = \frac{4FT}{\pi^2 v^2 \cdot (T_0 - T_1)} \cdot \sin \left[\frac{\pi v \cdot (T_0 - T_1)}{2T} \right] \cdot \sin \left[\frac{\pi v \cdot (T_0 + T_1)}{2T} \right]. \quad (2.4)$$

С помощью приведённых выше выражений можно определить значение МДС катушечного контура, а также амплитуду v -ой гармоники в зависимости от того, как будут располагаться катушки по окружности ярма, т.е. от соотношения T_1/T_0 . Отдельного рассмотрения требует случай, когда $T_1=T_0$. Для этого преобразуем выражение к виду:

$$F_{kvm} = \frac{2F}{\pi v} \cdot \left[\frac{\sin \left(\frac{\pi v \cdot (T_0 - T_1)}{2T} \right)}{\frac{\pi v \cdot (T_0 - T_1)}{2T}} \right] \cdot \sin \left[\frac{\pi v \cdot (T_0 + T_1)}{2T} \right]. \quad (2.5)$$

С учётом того, что $\frac{\sin x}{x} = 1$, при $x \rightarrow 0$ [5], а $T_1=T_0$ выражение примет вид:

$$F_{kvm} = \frac{2F}{\pi v} \cdot \sin \left[\frac{\pi v \cdot 2T_0}{2T} \right] = \frac{2F}{\pi v} \cdot \sin \left[\frac{\pi v \cdot T_0}{T} \right]. \quad (2.6)$$

Второй множитель из выражения (2.6), согласно [3], ни что иное, как коэффициент укорочения обмотки K_y . Тогда второй множитель из выражения (2.5), который будет определяться соотношением T_1/T_0 , а, соответственно, формой кривой МДС катушечного контура, назовём коэффициентом «формы МДС» $k_{\text{фМДС}}$.

2.2 Расчёт магнитодвижущей силы фазной зоны в беспазовых машинах с дробным q

Катушки, соединённые друг с другом последовательно-согласованно, составляют фазную зону. Далее просуммируем МДС, создаваемые катушками, составляющими фазную зону, учитывая геометрическое расположения и направления протекания токов в этих катушках [48]:

$$F_z = \sum_1^c F_{k0} + \sum_1^c F_{kv}(\alpha) = \sum_1^c F_{ko} + F_{kvm} \cos[v\alpha] - F_{kvm} \cos[v(\alpha - \alpha_n)] + \\ + F_{kvm} \cos[v(\alpha - 2\alpha_n)] - \dots \pm F_{kvm} \cos[v[\alpha - (c-1)\alpha_n]], \quad (2.7)$$

где $\alpha_n = 2\pi \frac{T_0}{T} = \frac{2\pi}{m_3 c}$ - угол сдвига между соседними контурами.

Сумма гармоник МДС контуров фазной зоны в общем виде:

$$F_{zv} = \sum_1^c F_{kvm} (-1)^{c-1} \cos[v[\alpha - (c-1)\alpha_n]]. \quad (2.8)$$

Учитывая, что

$$\sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(\alpha + k\alpha') = \cos\left[\alpha + \frac{m-1}{2}(\alpha' + \pi)\right] \frac{\sin \frac{m(\alpha' + \pi)}{2}}{\cos \frac{\alpha'}{2}}, \quad (2.9)$$

соответственно преобразуем выражения (2.9) к виду:

$$\sum_1^c F_{kv}(\alpha) = F_{kvm} \cos\left[v\alpha + \frac{c-1}{2}(\pi - v\alpha_n)\right] \frac{\sin \frac{c(\pi - v\alpha_n)}{2}}{\cos \frac{v\alpha_n}{2}}. \quad (2.10)$$

Подставив в выражение (2.10) полученное выражение для амплитуды зубцового контура, найдём выражение для нахождения амплитуды МДС фазной зоны:

$$F_{zv} = \frac{2\sqrt{2} \cdot F \cdot c}{v\pi} \cdot k_{\phi v \text{ МДС}} \cdot k_y \cdot k_p, \quad (2.11)$$

где $k_{\nu\text{МДС}} = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}\right)}{\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}} \right]$ – коэффициент формы катушки для ν -ой

гармоники,

$k_{\nu\nu} = \sin\left[\frac{\pi\nu \cdot (T_0 + T_1)}{2T}\right]$ – коэффициент укорочения ν -ой гармоники,

$k_{\rho\nu} = \frac{\sin\frac{c(\pi - \nu\alpha_n)}{2}}{\cos\frac{\nu\alpha_n}{2}} = \frac{\sin\left(\left(c - \frac{2\nu}{m_3}\right) \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{c \cdot \cos\frac{\nu\pi}{m_3 c}}$ – коэффициент распределения ν -ой

гармоники.

Амплитуда постоянной составляющей фазной зоны:

$$F_{30} = \sum_1^c F_{k0} = \frac{1 - (-1)^c}{2} \sqrt{2} I w_k \frac{T_0 + T_1}{2T}. \quad (2.12)$$

При синусоидальном законе изменения тока катушки i_k , выражение для МДС фазной зоны представим в следующем виде [46]:

$$F_3 = (F_{30} + F_{3\nu m} \cos(\nu \cdot \alpha_0) \cos(\omega \cdot t)). \quad (2.13)$$

2.3 Расчёт магнитодвижущей силы обмотки трёхфазной электрической машины с беспазовой конструкцией статора

Для многофазной обмотки с $q = \frac{c}{d}$, период которой содержит m_3 фазных зон, геометрический угол сдвига не отличается от временного угла $\beta = \frac{2\pi}{m_3}$. Из этого следует, что МДС для любой μ -ой фазной зоны обмотки можно выразить:

$$F_{3\mu} = \left[F_{30} + F_{g\nu m} \cos\left[\nu(\alpha_0 - (\mu - 1)\beta)\right] \right] \cos(\omega t - (\mu - 1)\beta). \quad (2.14)$$

После тригонометрических и прочих преобразований выражение (2.14) можно представить в виде:

$$F = \sum_{\mu=1}^{m_3} F_{30} \cos[\omega t - (\mu - 1)\beta] + \sum_{\mu=1}^{m_3} \frac{1}{2} F_{gvm} \cos[\omega t - v\alpha_0 + (v - 1)(\mu - 1)\beta] + \\ + \sum_{\mu=1}^{m_3} \frac{1}{2} F_{gvm} \cos[\omega t + v\alpha_0 - (v + 1)(\mu - 1)\beta]. \quad (2.15)$$

Таким образом, выражение МДС представлено тремя суммами. Первая – это постоянная составляющая МДС, две других – прямо и обратно вращающиеся волны МДС соответственно.

Поскольку

$$\sum_{\mu=1}^{m_3} \cos[\omega t - (\mu - 1)\beta] = 0,$$

то обмотками постоянные составляющие МДС не создаются.

Аргументы косинусов сумм в выражении (2.14) отличаются на угол:

$$(v \mp 1)\beta = (v \mp 1) \frac{2\pi}{m_3}.$$

Положительный знак здесь относится к прямо вращающимся волнам МДС, а отрицательный - обратно вращающимся.

Если аргументы членов этих сумм кратны 2π , то они не будут обращаться в ноль, то есть:

$$(v \mp 1) \frac{2\pi}{m_3} = 2\pi k \quad \text{или} \quad v = km_3 \pm 1, \quad (2.16)$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ [46]

Таким образом, в случае с трёхфазными обмотками, не будут создаваться гармоники кратные трем ($v = 3n, n = 0, 1, 2, \dots$).

С учетом равенства (2.15) суммы гармоник МДС обмотки в $m_3/2$ раз превышают соответствующие гармоники фазных зон. Значит, для нахождения МДС v -ой гармоники обмотки справедливо выражение [46]:

$$F_v = \frac{m_3}{2} F_{3vm} \cos(\omega t \mp v\alpha_0) = F_{vm} \cos(\omega t \mp v\alpha_0), \quad (2.17)$$

где

$$F_{vm} = \frac{m_3}{2} F_{3vm} = \frac{\sqrt{2} \cdot m_3}{\nu\pi} I w_k c k_{yv} k_{pv} k_{\phi\nu\text{МДС}} = \frac{\sqrt{2} \cdot m_3}{\nu\pi} I w k_{об} - \text{амплитуда МДС } \nu\text{-ой}$$

гармоники.

Здесь w - число последовательно включенных витков каждой из частей обмотки: $w=w_{kc}$ при четном d , $w=2w_{kc}$ при нечетном d ($q=c/d$).

2.4 Гармонический состав наиболее часто используемых обмоток с дробным q

Обратимся к таблицам 2.1 и 2.2, здесь приведены обмоточные коэффициенты и относительные величины гармоник МДС основных трёхфазных обмоток (амплитуды МДС, отнесённые к полному току). Рассмотрим получившиеся значения [46].

Таблица 2.1 – Гармонический состав МДС для обмотки $q=2/5$

ν	$q=2/5$									
	$T_1=0$		$T_1=0.3T_0$		$T_1=0.5T_0$		$T_1=0.8T_0$		$T_1=T_0$	
	коб	F	коб	F	коб	F	коб	F	коб	F
1	0,034	0,182	0,044	0,236	0,05	0,273	0,06	0,326	0,067	0,362
5	0,547	0,591	0,701	0,757	0,789	0,852	0,89	0,961	0,933	1,008
7	0,663	0,512	0,837	0,646	0,915	0,706	0,958	0,739	0,933	0,72
11	0,177	0,087	0,207	0,102	0,197	0,097	0,133	0,065	0,067	0,033
13	-0,15	0,062	-0,162	0,067	-0,127	0,053	-0,02	0,008	0,067	0,028
17	-0,273	0,087	-0,153	0,048	0,152	0,048	0,71	0,226	0,933	0,296
19	-0,144	0,041	0,05	0,014	0,409	0,116	0,901	0,256	0,933	0,265
23	-0,002	0,0003	0,074	0,017	0,168	0,04	0,185	0,043	0,067	0,016
25	0,001	0,0003	-0,076	0,016	-0,155	0,033	-0,092	0,02	0,067	0,014
29	0,094	0,018	-0,165	0,031	-0,268	0,05	0,458	0,085	0,933	0,174
31	0,15	0,026	-0,085	0,015	-0,083	0,015	0,736	0,128	0,933	0,163

Таблица 2.2 – Гармонический состав МДС для обмотки $q=3/8$

ν	$q=3/8$									
	$T_1=0$		$T_1=0.3T_0$		$T_1=0.5T_0$		$T_1=0.8T_0$		$T_1=T_0$	
	$k_{об}$	F	$k_{об}$	F	$k_{об}$	F	$k_{об}$	F	$k_{об}$	F
1	-0,031	0,124	-0,04	0,161	-0,046	0,186	-0,055	0,222	-0,061	0,246
2	0,073	0,148	0,094	0,191	0,108	0,219	0,128	0,259	0,14	0,283
4	0,568	0,575	0,727	0,736	0,814	0,825	0,91	0,922	0,945	0,957
5	0,645	0,523	0,817	0,662	0,898	0,728	0,955	0,774	0,945	0,766
7	0,157	0,091	0,192	0,111	0,197	0,114	0,174	0,101	0,14	0,081

Продолжение таблицы 2.2

8	-0,123	0,062	-0,146	0,074	-0,141	0,072	-0,103	0,052	-0,061	0,031
10	-0,099	0,04	-0,105	0,042	-0,078	0,032	0	0	0,061	0,025
11	0,1	0,037	0,095	0,035	0,048	0,018	-0,066	0,024	-0,14	0,052
13	0,248	0,077	0,115	0,036	-0,198	0,062	-0,5	0,234	-0,945	0,295
14	0,162	0,047	-0,019	0,006	-0,396	0,107	-0,877	0,254	-0,945	0,274
16	0,009	0,002	-0,048	0,012	-0,133	0,034	-0,196	0,05	-0,14	0,035
17	-0,002	0,004	0,049	0,012	0,115	0,027	0,135	0,032	0,061	0,014
19	-0,002	0,0003	0,051	0,011	0,103	0,022	0,051	0,011	-0,061	0,013
20	0,007	0,002	-0,056	0,011	-0,106	0,022	0	0	0,14	0,028
22	0,103	0,019	-0,15	0,028	-0,235	0,043	0,51	0,094	0,945	0,174
23	0,14	0,025	-0,097	0,017	-0,112	0,02	0,696	0,123	0,945	0,166
25	0,044	0,007	-0,004	0,001	0,021	0,003	0,191	0,031	0,14	0,023

2.5 Анализ влияния коэффициента формы на гармонический состав обмоток в беспазовых машинах

Подводя итог и анализируя полученную таблицу и диаграммы на рисунках 2.4 – 2.5, можно сделать вывод о том, что наибольшие значения МДС достигаются при таком распределении проводников катушек обмотки по ярму, при котором форма кривой МДС близка к прямоугольной. То есть, с точки зрения эффективности работы обмотки беспазовой машины, рациональнее делать обмотки с как можно меньшим соотношением T_1/T_0 , т.е. с как можно большим диаметром витка катушки и сосредоточенными на ярме проводниками, нежели стараться распределять проводники по окружности ярма. Этот вывод справедлив как для обмоток с чётным d , так и для обмоток с нечётным d [46].

Однако, следование этой закономерности не всегда влечёт повышение эффективности работы беспазовой электрической машины. Локальное сосредоточение проводников на ярме статора может значительно отразиться на радиальном размере обмотки и её креплениях в объёме машины. Таким образом, в определённом габарите электрической машины останется меньше места для ротора, что означает меньший объём используемых магнитных материалов. Объём используемых постоянных магнитов также напрямую влияет на энергетические показатели электрической машины. Поэтому для обеспечения наибольшей

энергоэффективности необходимо искать некий оптимум между радиальными размерами обмотки, ротора и распределением проводников обмотки по яруму статора.

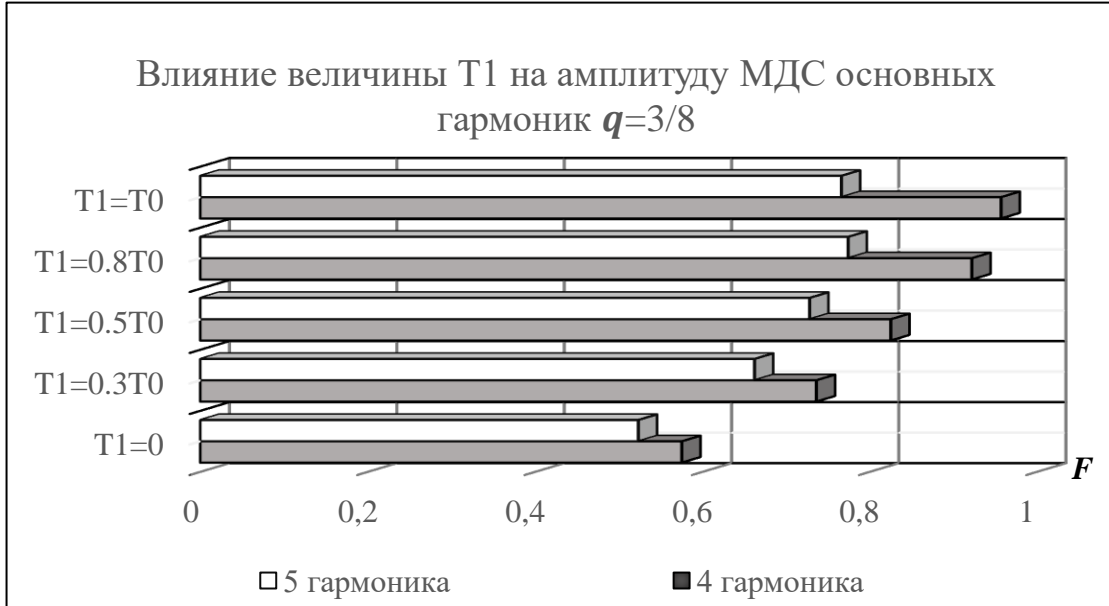


Рисунок 2.4 – Влияние величины T_1 на амплитуду МДС основных гармоник обмотки с $q=2/5$

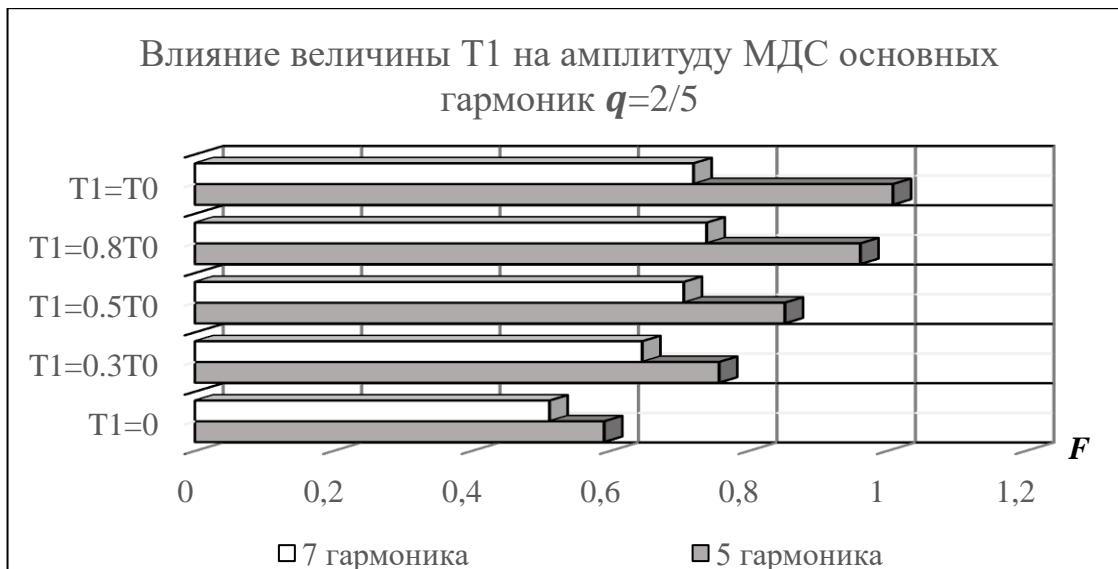


Рисунок 2.5 – Влияние величины T_1 на амплитуду МДС основных гармоник обмотки с $q=3/8$

Кроме того, как видно из диаграмм на рисунке 2.6, чем ближе форма кривой МДС к прямоугольнику, тем большие амплитуды имеют высшие гармоники, которые негативно влияют на колебания момента, колебания частоты вращения и уровень вибраций электродвигателя [49,50]. Таким образом, в тех применениях двигателя, в которых эти параметры играют главенствующие роли, например, в прецизионном приводе рациональнее распределять катушки максимально рассредоточивая по длине окружности ярма [46].

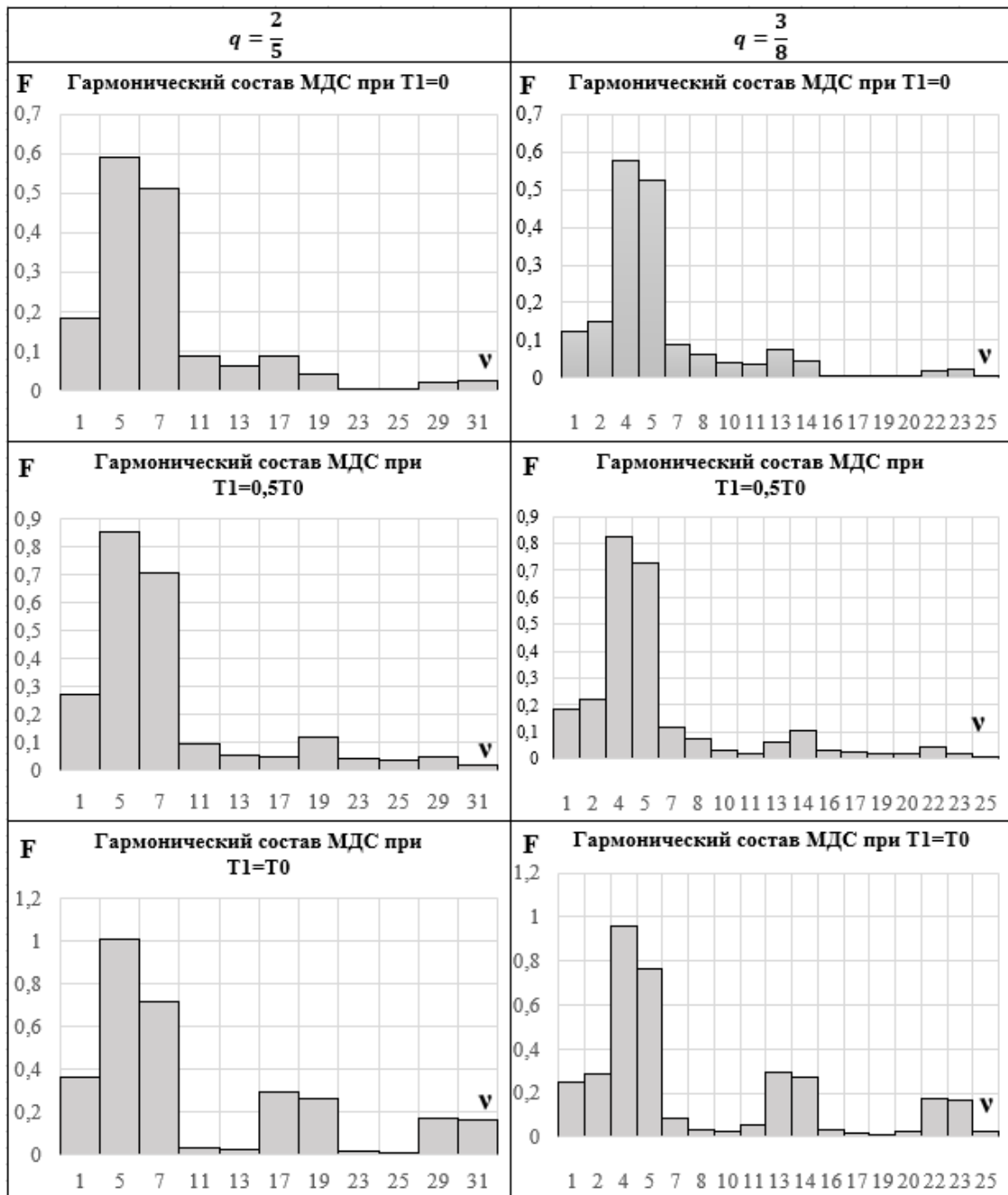


Рисунок 2.6 – Гармонический состав МДС для обмоток с $q=2/5$ и $q=3/8$ в зависимости от величины T_1

2.6 Природа возникновения пульсаций электромагнитного момента в беспазовых электрических машинах. Определение пульсаций момента в беспазовых электрических машинах

Достигнутый на сегодняшний день научно-технический уровень и уровень различных отраслей промышленности обусловлен, во многом, возможностями современных средств измерений и высокой точностью технологических процессов. Вместе с ними возросли и требования, предъявляемые к устройствам, служащим приводом, создающим высокоточное (прецизионное) механическое движение, например, в измерительной аппаратуре, в оптических изделиях, в материалообрабатывающих станках, в сборочных линиях, в радиолокационном оборудовании, в медицинских приборах и для других отраслей, где важнейшими условиями для работы являются постоянство движущих сил (моментов) и прецизия перемещений. Помимо точности перемещений и плавности вращения, прецизионный привод должен обеспечивать улучшенные виброшумовые характеристики, высокое быстродействие.

Одним из самых удачных решений для прецизионных приводов можно назвать электрические машины. Причём, если раньше в прецизионных системах электродвигатель, как правило, работал с редуктором, то современные требования к прецизионным системам заставляют уделить внимание разработке безредукторных приводов (прямой привод). Таким образом, от особенностей и параметров электродвигателей во многом зависят успех и сложность реализации законов управления, которые закладываются в алгоритмы управления приводом.

Наиболее распространённым решением для прецизионного электропривода являются синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов. В ряде работ [29-39] были обоснованы преимущества таких электродвигателей с обмотками, у которых число пазов на полюс и фазу $q < 1$. Главная особенность таких электродвигателей заключается в возможности в габаритах классической электрической машины выполнить машину с большим количеством полюсов (до

50), что, в свою очередь, даёт возможность отказаться от редуктора в составе привода. Также для данного типа электродвигателей характерны такие достоинства, как: наилучшие массогабаритные и энергетические показатели, широкий диапазон регулирования частоты вращения, жёсткость механической характеристики, возможность реализации различных алгоритмов управления, большое отношение вращающего момента к моменту инерции ротора, а следовательно – высокое быстродействие.

Однако, при общей весомости перечисленных выше преимуществ, проектирование СДПМ для прецизионных систем требует особого подхода, в виду того, что для данного типа электродвигателей характерно наличие колебаний электромагнитного момента (пульсаций). Величина этих пульсаций может достигать до 20-30% от номинальной величины, что, относительно, не сильно повлияет на колебания мгновенной скорости на высоких частотах вращения. При этом такая величина критична для прецизионных приводов, которые, зачастую, работают на низких частотах вращения. Более того, для некоторых применений СДПМ, недопустимыми являются величины пульсаций более 1% от номинального момента. Примером таких требований может служить устройство электромеханического усилителя рулевого управления [38], так как при большей величине пульсаций на рулевом колесе будут ощущаться «залипания», которые могут быть опасны при управлении автомобилем.

Существует не одна причина возникновения пульсаций момента в СДПМ. К основным можно отнести неравномерное распределение поля в воздушном зазоре из-за зубчатого строения, питающее напряжения формами отличными от синусоиды, неоптимальное распределение кривой МДС, неточности при производстве, приводящие к эксцентриситету ротора относительно статора. Также наиболее значительную часть общего уровня пульсаций момента составляют, так называемые, зубцовые пульсации момента, возникающее в виду наличия поля постоянных магнитов (в большинстве случаев, распределённого несинусоидально), которое взаимодействует с изменяющейся из-за зубчатости статора проводимостью воздушного зазора. Зубцовые пульсации характерны даже для

обесточенного статора и могут являться основной причиной вибраций и шума от электродвигателя.

Обеспечить наименьшее значение зубцовых пульсаций момента можно, если рационально подойти к выбору количества зубцов статора и полюсов ротора; конструкции ротора: оптимальные тип, форма профиля магнитов, полюсный шаг, разбиение полюса на сегменты, сдвиг и аксиальный скос полюсов), а также оптимизации конструкции статора: разноширокие коронки зубцов, дополнительные пазы в них, ширина открытия паза, скос зубцов в аксиальном направлении (для электрических машин с распределённой обмоткой последний способ может негативно повлиять на значение электромагнитного момента).

Некоторые из перечисленные выше вариантов подавления зубцовых пульсаций влекут несоизмеримые с положительным эффектом усложнения технологии производства и удорожания конструкции. В виду этого, удачным вариантом для электроприводов, зависящих от уровня пульсаций момента, видятся синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов и беспазовым статором (гладким якорем). Такой вариант конструкции двигателя естественным образом исключает зубцовые пульсации момента в виду отсутствия зубцов на статоре.

Как было сказано ранее, зубцовые пульсации, если они есть, проявляются и при обесточенной обмотке статора. Тогда, пользуясь методом гармонической проводимости, можно легко получить выражение, определяющее электромагнитный момент, а, следовательно, и его пульсации [51].

Если считать, что магнитная проницаемость электротехнической стали равна бесконечности $\mu = \infty$ [52], то выражение, которым определяется индукция в воздушном зазоре, можно записать так [53]:

$$B_{\delta}(\alpha) = \lambda_{\delta}(\alpha) \cdot F_{\delta}(\alpha, \theta) \quad (2.18)$$

Здесь: $F_{\delta}(\alpha, \theta)$ – амплитуда ν -ой гармоники МДС;

$\lambda_{\delta}(\alpha)$ – проводимость воздушного зазора.

Так как статор, а в некоторых случаях ротор, имеют зубчатую структуру, то от углового положения ротора относительно статора будет зависеть величина проводимости воздушного зазора $\lambda_{\delta}(\alpha)$. А определяется эта величина таким соотношением:

$$\lambda_{\delta}(\alpha) = \lambda_0 + \sum_1^{\infty} \lambda_v \cos[k(z_2 \theta - n\alpha)] \quad (2.19)$$

Здесь $\theta = \omega_r t - \theta_0$ – угол между осью фазы статора и осью максимальной проводимости воздушного зазора (осью d),

– λ_0 и λ_k – постоянная и k -ая переменная составляющие проводимости воздушного зазора;

– n – число периодов проводимости воздушного зазора,

– α – текущая угловая координата, отсчитываемая от оси фазы статора.

С учётом того, что БЭМПМ не имеет зубцов в конструкции статора, а немагнитный зазор (рисунок 2.7), состоящий из медной обмотки, воздуха и постоянных магнитов на каждом из участков имеет, приблизительно, одну и ту же величину магнитных проводимостей, можно предположить, что проводимость $\lambda_{\delta}(\alpha)$ – постоянная величина, равная λ_0 .

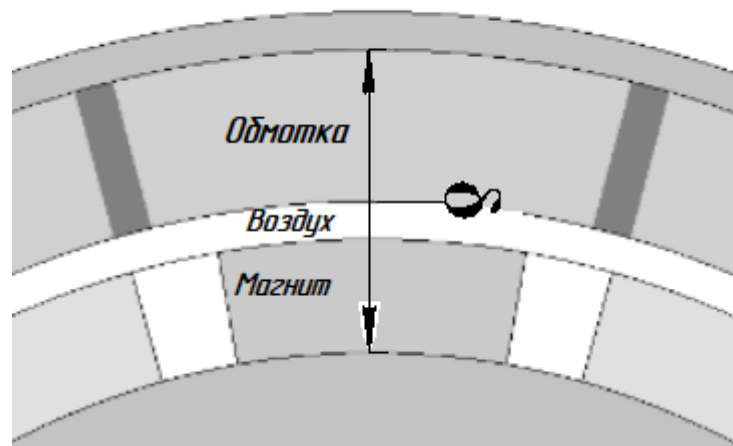


Рисунок 2.7 – Немагнитный зазор БЭМПМ

Так как в работе идёт речь о случае, когда токи в обмотке статора отсутствуют, то МДС в воздушном зазоре определяется МДС магнитов.

В общем виде МДС магнитов можно представить, как ряд:

$$F_{\delta}(\alpha, \theta) = \sum_{k=1}^{\infty} F_{mk} \sin kp(\theta - \alpha) \quad (2.20)$$

Здесь p – число пар полюсов ротора.

Момент, действующий на ротор, угловое положение которого относительно статора задается углом θ , можно определить как результат взаимодействия магнитного поля и эквивалентной поверхностной плотности тока, т.е. из закона Ампера [32].

$$M(\theta) = l_{\delta} R_{\delta}^2 \int_0^{2\pi} B_{\delta}(\alpha) j(\alpha, \theta) d\alpha, \quad (2.21)$$

здесь:

$j(\alpha, \theta)$ – поверхностная плотность тока, соответствующая пространственному распределению МДС обмотки,

– R_{δ} – средний радиус воздушного зазора.

Поверхностную плотность тока также можно выразить через производную МДС магнитов по угловой координате α :

$$j(\alpha, \theta) = -\frac{dF(\alpha, \theta)}{R_{\delta} d\alpha} = \frac{p}{R_{\delta}} \sum_{k=1}^{\infty} k F_{mk} \cos kp(\theta - \alpha). \quad (2.22)$$

Подставим в выражение (2.21) выражения (2.18) и (2.22).

Результатом интегрирования выражения в квадратных скобках на полном периоде будет ноль. А, следовательно, при обесточенной обмотке статора, в БЭМПМ не возникает моментов, т.е. отсутствуют «зубцовые» пульсации [37].

$$\begin{aligned}
M(\theta) &= l_{\delta} R_{\delta}^2 \int_0^{2\pi} B_{\delta}(\alpha, \theta) j(\alpha, \theta) d\alpha = \\
&= \frac{l_{\delta} R_{\delta} p}{2} \int_0^{2\pi} \left[\sum_{k=1}^{\infty} k F_{mk}^2 \sin 2kp(\theta - \alpha) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{\infty} k F_{mk} F_{mi} \sin((k-i)p\theta - (k-i)p\alpha) + \right. \\
&\quad \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{\infty} k F_{mk} F_{mi} \sin((k+i)p\theta - (k+i)p\alpha) \right] \cdot \lambda_0 d\alpha = 0 \quad (2.23)
\end{aligned}$$

2.7 Определение зависимости уровня пульсаций момента от конструктивного распределения катушек по ярму статора.

Так как в БЭМПМ отсутствуют «зубцовые» пульсации момента, то основным источником пульсаций момента (за исключением технологических) будет являться результат взаимодействия гармоник МДС ротора и статора. Как было показано ранее, форма МДС обмотки статора в БЭМПМ зависит от величины коэффициента формы МДС $k_{\phi\text{МДС}}$, который характеризует то, как распределены проводники катушек обмотки статора по ярму – сосредоточенно, либо рассредоточено, иначе то какую форму будет иметь распределение МДС – прямоугольник, трапеция или треугольник. Коэффициент формы одной катушки для ν -ой гармоники $k_{\phi\text{МДС}}$ определяется формулой:

$$k_{\phi\nu} = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}\right)}{\frac{\pi\nu \cdot (T_0 - T_1)}{2T}} \right] \quad (2.24)$$

Коэффициент формы $k_{\phi\text{МДС}}$ стремится к 1, а форма распределения МДС к прямоугольнику, т.к. величина T_1 стремится к 0. В таком случае проводники катушек сосредоточены более локально на ярме статора. В случае же, когда форма МДС близка к треугольнику проводники равномерно распределены по ярму статора.

На основе модели беспазового аналога электромеханического усилителя из [23] с обмоткой с числом катушек на полюс и фазу $q=2/5$ рассчитаем пульсации момента при различных значениях угла магнита ротора и $k_{фМДС}$.

Коэффициент формы был рассчитан для рабочей 5-ой гармоники обмотки 2/5. Расчёты производились в программе FEMM 4.2. В расчётной модели размер T_1 изменялся в интервале от 0 до 8 мм. Соответственно, было получено 9 значений коэффициента формы. Ширина магнитов задавалась в промежутке от 120 до 180 эл.град.

В таблице 2.3 представлены результаты расчётов уровня пульсаций момента в "%", а на рисунке 2.8 результаты представлены в графическом виде для удобства анализа полученных данных.

Таблица 2.3 – Зависимость пульсаций момента от конфигурации статора и ротора

		Угол магнита, эл.град						
		120	130	140	150	160	170	180
Кф, о.е.	0,93	5,186	2,198	1,937	3,009	3,071	6,752	3,969
	0,946	3,048	1,883	2,144	1,986	2,613	3,493	6,877
	0,96	1,966	2,441	1,846	0,726	2,406	3,521	3,784
	0,972	2,506	2,003	2,346	2,391	3,569	3,566	5,06
	0,982	8,434	2,136	2,396	2,112	0,81	2,541	3,583
	0,99	2,114	2,449	2,086	0,82	2,988	2,807	6,969
	0,995	4,645	4,276	2,028	2,124	2,158	2,981	5,193
	0,999	2,467	3,359	2,446	1,993	2,509	2,897	3,946
	1	2,31	2,929	2,297	2,213	2,597	2,982	4,104

Полученные результаты говорят о том, что, действительно, общий уровень пульсаций момента в БЭМПМ низок, достигает не более 8,5%, что позволяет применять БЭМПМ для большинства задач. Однако, в рассматриваемом массиве значений, было получено три значения общего уровня пульсаций момента менее 1%. Таким образом можно говорить о том, что БМПЭМ, благодаря отсутствию зубцовых пульсаций, могут обладать таким низким общим уровнем пульсаций момента, что их можно задействовать в прецизионных системах электропривода. Причём такой низкий уровень пульсаций может быть получен, не прибегая к сложным конструкционным техническим решениям, а только благодаря подбору

ширины магнитов на роторе и определению оптимального распределения катушек обмотки статора по окружности ярма. В произведённом расчёте пульсаций момента наиболее низкие значения были достигнуты при ширине магнитов 140-160 эл.град, а катушки статора распределяются так, что $T_0 \approx 2 \cdot T_1$ (форма МДС – трапеция).

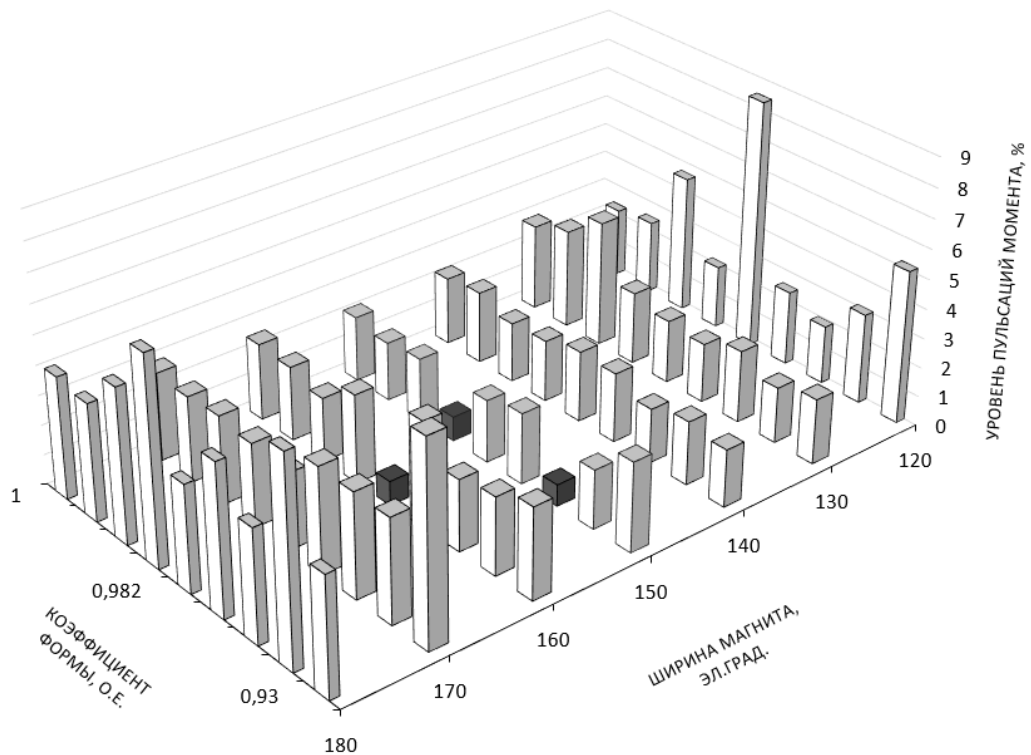


Рисунок 2.8 – Зависимость общего уровня пульсаций момента от ширины магнита и коэффициента формы в БЭМПМ

Выводы по главе 2

1. Получены аналитические выражения для гармонического разложения магнитодвижущей силы (МДС) одиночной катушки, фазной зоны и трёхфазной обмотки в беспазовых электрических машинах с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками. Введён и обоснован коэффициент формы МДС — безразмерная величина, определяемая как отношение амплитуды основной

гармоники реальной МДС к амплитуде основной гармоники при идеальном сосредоточенном распределении проводников при тех же токе и геометрических размерах катушки. Коэффициент формы изменяется в диапазоне от $\sim 0,7$ (треугольная форма МДС при максимальном рассредоточении проводников катушек по ярму) до ~ 1 (почти прямоугольная форма при максимальном сосредоточении) и характеризует степень отклонения реальной кривой МДС от идеальной прямоугольной.

2. Проанализирована вариативность амплитуд рабочих и высших гармоник МДС при различных типах распределения проводников в немагнитном зазоре (от сосредоточенного до равномерного). Установлено при рассредоточении проводников (определяемым коэффициентом формы) снижается амплитуда основной гармоники и уменьшается уровень высших гармоник.

3. Приведены табличные данные и графики гармонического состава для обмоток $q=2/5$ и $q=3/8$.

4. Проанализирована вариативность амплитуд основных гармоник при различных типах распределения проводников в немагнитном зазоре.

5. Показаны причины возникновения пульсаций электромагнитного момента в электрических машинах с дробными обмотками и возбуждением от постоянных магнитов с беспазовой конструкцией статора. Установлено, что в таких машинах отсутствуют зубцовые пульсации момента благодаря постоянной эквивалентной магнитной проводимости зазора, что делает их особенно перспективными для прецизионных приводов. Основной причиной пульсаций электромагнитного момента в беспазовых электрических машинах является взаимодействие гармоник МДС ротора и статора.

6. Проанализированы пульсации момента, обусловленные взаимодействием гармоник МДС ротора и статора. Установлено влияние коэффициента формы катушки и ширины магнитов ротора на уровень пульсаций: при коэффициенте формы $\approx 0,982$ (трапецидальная форма МДС, $T_0 \approx 2T_1$) и ширине магнитов 140–160 эл. град коэффициент пульсаций момента снижается до значений менее 1 %.

ГЛАВА 3 РАСЧЁТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА БЕСПАЗОВОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ КАТУШЕЧНЫМИ ОБМОТКАМИ

Одной из важнейших задач в проектировании электрических машин является точное определение величины развиваемого электромагнитного момента, поскольку он напрямую влияет на энергетические и массогабаритные показатели электродвигателя. Развиваемый электромагнитный момент – это ключевая характеристика, которая, условно говоря, характеризует усилие, которое электродвигатель может создать для преодоления нагрузки, например, для перемещения неких механизмов.

Поэтому при инженерных проектировочных расчётах, требующих высокой точности для повышения эффективности конструкции, особенно при разработке нетиповых решений (например, беспазовая конструкция статора), актуальным является направление разработки аналитических методов расчёта момента, основанных на строгих физико-математических моделях. Точный расчёт момента важен не только для оценки рабочих характеристик двигателя, но и для оптимизации его конструкции, минимизации потерь и обеспечения устойчивой работы в широком диапазоне нагрузок и скоростей.

В данной главе представлено подробное описание аналитического метода расчёта электромагнитного момента для синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и беспазовой конструкцией статора, который основан на аналитическом методе расчёта распределения магнитного поля в немагнитном зазоре. Приведён вывод ключевого выражения для момента, а также его проверка путём сравнения с результатами численного моделирования методом конечных элементов. Подтверждена его высокая точность и применимость для инженерных расчетов. Целью данной работы является не только предоставление новых теоретических результатов, но и демонстрация их практической значимости для проектирования и оптимизации БЭДПМ. Результаты, представленные в главе,

могут быть использованы для разработки более эффективных и компактных электродвигателей, отвечающих требованиям современных высокотехнологичных приложений.

3.1 Современные методы расчёта магнитных молей в электрических машинах

Электромагнитный момент в беспазовых электродвигателях с возбуждением от постоянных магнитов (БЭДПМ), как и в других видах электрических машин, формируется в результате взаимодействия магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами ротора, с током, протекающим в обмотках статора. В отличие от традиционных двигателей с зубцово-пазовой конструкцией, в беспазовых двигателях распределение магнитного поля имеет более сложный характер, что требует применения специализированных методов анализа.

Таким образом, так как, в основе процессов преобразования энергии в электрической машине лежит её магнитное поле – в процессе проектирования электрических машин возникает чрезвычайная необходимость в расчёте и анализе их магнитных полей.

При расчетах магнитного поля переменных токов представляют интерес такие величины, как полный электрический ток (с его сторонней и вихревой компонентами), электрическое напряжение, мощность тепловыделения (омические потери), индукция магнитного поля, напряженность магнитного поля, электромагнитные силы и их моменты, комплексное сопротивление (импеданс), индуктивность, потокосцепления с различными обмотками. От этих величин легко можно перейти к привычным параметрам электрических машин, таким как ЭДС, электромагнитный момент, коэффициент полезного действия.

Для электрических машин нетрадиционного конструктивного исполнения, например, таких, как беспазовые или криогенные синхронные генераторы и двигатели, использование для этих целей закона Ома для магнитной цепи неприемлемо, так как немагнитный зазор у таких машин велик, а распределение

магнитного поля в нем имеет крайне неоднородный характер. Поэтому, действительно, единственно верный доступный подход к электромагнитным расчетам в рассматриваемом случае это полевая постановка задач с учетом реальной геометрии магнитной системы машины, действительного распределения токов в её обмотках.

В настоящее время математические модели новых типов электрических машин с постоянными магнитами, построенные на решении двумерных и трёхмерных задач расчета магнитного поля представлены в недостаточном объеме, а также практически отсутствуют аналитические методики, основанные на решении уравнений электромагнитного поля и позволяющие определять оптимальные соотношения основных геометрических размеров беспазовых электрических машин с постоянными магнитами.

Таким образом, разработка научных основ и научное обоснование оптимальных структур магнитных систем электрических машин с постоянными магнитами с заданными свойствами и улучшенными энергетическими характеристиками, в том числе с беспазовым статором, разработка моделей и аналитических методов для их расчета и исследования является актуальной научно-прикладной проблемой.

Рассмотрим известные на сегодняшний день методы расчёта магнитного поля электрических машин классических конструкций, которые, вероятно, можно адаптировать для расчёта магнитного поля в БЭМПМ. Как известно, эти методы могут быть аналитическими и численными.

3.1.1 Аналитические методы

Традиционные методы расчёта, основанные на расчёте электромагнитного поля в активной зоне электрических машин, с достаточной инженерной точностью решают задачи проектирования. Однако, зачастую, подобные методики представлены авторами для традиционных и наиболее распространённых типов машин. Поэтому для применения их в проектировании нестандартных

электрических машин, методики требует пересмотра и доработки, а затем и подтверждения. Таким образом дальнейшее развитие методологии электрических машин в направлении разработки методик расчёта поля различных типов электрических машин, в том числе нетрадиционных типов – это актуальная задача для учёных.

Вопросы создания и решения аналитических моделей поднимались и освещались в научном сообществе. Одним из примеров приближённых аналитических подходов к расчёту магнитного поля возбуждения в синхронных машинах с постоянными магнитами является метод, предложенный Инкиным А.И. и Бланком А.В. [54], основанный на использовании одной кусочно-непрерывной собственной функции задачи Штурма—Лиувилля для моделирования поля в дискретно-однородных трубчатых структурах. Метод ориентирован на явнополюсные электрические машины с тангенциальной намагниченностью постоянных магнитов, где расчётная область (рисунок 3.1) делится на три зоны: технологический немагнитный зазор (зона 0), активную зону с чередующимися магнитами и ферромагнитными полюсами (зона 1) и рабочий зазор (зона 2). В зоне 1 скалярный магнитный потенциал $\phi_1(r, \alpha)$ описывается дифференциальным уравнением, учитывающим неоднородность магнитной проницаемости $\mu_r(\alpha)$ и индукцию $B_0(r, \alpha)$:

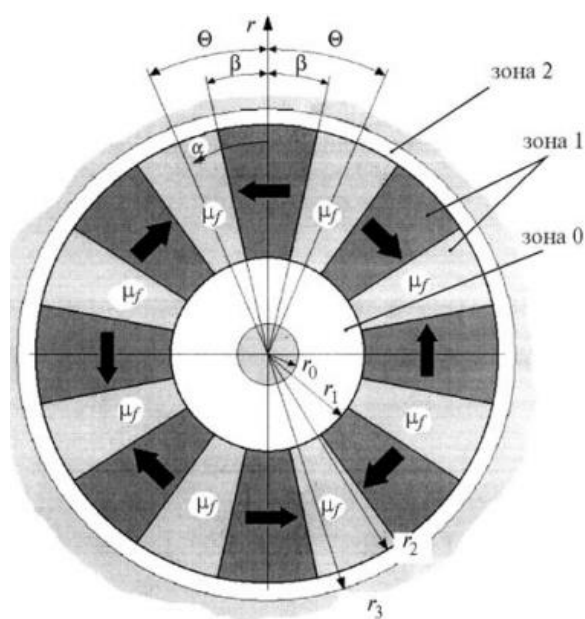


Рисунок 3.1 – Расчётная схема задачи

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} \right) + \frac{1}{\mu_r(\alpha)} \frac{\partial}{\partial \alpha} (-B_0(r, \alpha) + \frac{\mu_\alpha(\alpha)}{r} \frac{\partial \varphi_1}{\partial \alpha}) = 0 \quad (3.1)$$

Общее решение в зоне 1 аппроксимируется суммой кусочно-непрерывных собственных функций, но для упрощения предлагается использовать только первую такую функцию, что позволяет свести задачу к системе линейных алгебраических уравнений. В немагнитных зазорах потенциал удовлетворяет уравнению Лапласа, и его решение представлено в виде ряда гладких гармоник Фурье. Константы интегрирования определяются из условий непрерывности потенциала и нормальной компоненты магнитной индукции на границах зон. Ключевым выражением для потенциала в зоне 1 в приближённой форме является:

$$\varphi_1(r, \alpha) = \varphi_1(r, \alpha) = \begin{cases} C_1^* \alpha + \left[C_1 \left(\frac{r}{r_1} \right)^n + D \left(\frac{r_1}{r} \right)^n \right] \sin n \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu_f}} \alpha, & 0 \leq \alpha < \beta; \\ C_1^* \beta + K \left[C_1 \left(\frac{r}{r_1} \right)^n + D \left(\frac{r_1}{r} \right)^n \right] \cos n(\Theta - \alpha), & \beta < \alpha \leq \Theta, \end{cases} \quad (3.2)$$

где n — первый корень трансцендентного уравнения, определяющего собственное число, а коэффициент K учитывает переход на границе магнита и полюса.

Преимущества предложенного метода заключаются в его относительной простоте реализации по сравнению с полным разложением по множеству кусочно-непрерывных функций: объём вычислений существенно сокращается, алгоритм становится более устойчивым к накоплению ошибок. Кроме того, модель облегчает переход к синтезу каскадных схем замещения, традиционно используемых в теории электрических машин для оценки параметров.

Недостатки метода связаны с его приближённым характером: использование только одной кусочно-непрерывной функции ограничивает точность для структур с высокой неоднородностью или малыми зазорами, где высшие гармоники могут вносить значительный вклад. Метод также предполагает идеальные ферромагнетики на границах и тангенциальную намагниченность магнитов, что делает его менее универсальным для аксиальных или беспазовых конструкций.

В отличие от описанной ниже в данной главе аналитической модели, разработанной в настоящей работе на основе функции Грина для расчёта суммарного поля в воздушном зазоре беспазовой машины с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками ($q < 1$), данный метод ориентирован на пазовые явнополюсные машины с тангенциальной ориентацией индукции. Если модель на функции Грина позволяет точно учитывать геометрию распределённых источников поля (магниты ротора и катушки статора) без разбиения на зоны с неоднородной проницаемостью, опираясь на интегральное представление векторного потенциала, то подход [54] фокусируется на дифференциальных уравнениях для скалярного потенциала в дискретно-однородных структурах, что упрощает расчёт для традиционных конструкций, но требует дополнительной адаптации для беспазовых статоров с проводниками в зазоре.

Журавлёв С.В [55] при помощи метода гармонического анализа магнитных полей описал поле в синхронной машине с постоянными магнитами. Профессором Афанасьевым А.А. [56, 57] было предложено решение полевых задач для разных типов машин при помощи комплексно-потенциальных функций. Также, говоря об аналитических расчётах электрических машин, нельзя не вспомнить работы профессора Иванова-Смоленского А.В [58, 59, 60], которым были предложены инструменты для этих расчётов, например, применение конформного преобразования.

Зачастую, описанные методики для различных типов машин, так или иначе, сводятся к решению краевых задач уравнений Дирихле или Неймана для уравнения Лапласа или Пуассона относительно скалярного или векторного магнитного потенциала.

Отдельно хотелось бы отметить работу А.А. Афанасьева в соавторстве с Там Нгуен Конгом [61, 62, 63, 64], так как авторы представили модель именно для беспазового типа электродвигателя, о котором ведётся речь и в данной работе. С помощью периодических комплексных потенциальных функций в работе описывается магнитное поле в воздушном зазоре с гладкими границами

беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя с медными и медно-железными проводами. Немагнитный зазор представляет собой бесконечную горизонтальную полосу с границами из двух параллельных прямых. Представленные авторами для описания поля комплексные потенциальные функции, по сути, являются основой для решения задачи Дирихле. Их мнимые составляющие на границах бесконечной горизонтальной полосы (немагнитного зазора машины) ни что иное, как магнитные потенциалы от источников поля (обмотки и магниты). Авторами показана не только высокая точность при расчётах представленной модели, но и подтверждена малая амплитуда переменной составляющей электромагнитного момента, в сравнении с классическими СМППМ.

Несмотря на очевидные преимущества предложенного подхода, основанного на периодических комплексных потенциальных функциях для описания магнитного поля в немагнитном зазоре беспазового вентильного двигателя, этот метод обладает рядом существенных ограничений, которые снижают его универсальность и точность при применении к современным конструкциям синхронных машин с дробными катушечными обмотками. В первую очередь, использование прямоугольной системы координат в виде бесконечной горизонтальной полосы позволяет эффективно моделировать плоскопараллельные поля в зазорах большой ширины, включая слой постоянных магнитов, но полностью игнорирует кривизну реальной цилиндрической геометрии ротора и статора, что приводит к накоплению ошибок аппроксимации при расчёте компонент индукции для машин малого диаметра ($D < 100$ мм), где эффект кривизны становится доминирующим фактором в гармоническом составе поля. Кроме того, модель ориентирована исключительно на классические обмотки с целочисленным числом витков на полюс и фазу ($q > 2$), где распределение магнитодвижущей силы (МДС) представляется в виде гармонического ряда Фурье с синусоидальными или косинусоидальными слагаемыми, что делает её непригодной для анализа трапецеидальной формы МДС, характерной для дробных обмоток с $q < 1$, без дополнительной итеративной коррекции

Таким образом, если в случае с распространёнными типами электрических машин, было предложено достаточно много аналитических моделей, то не нашедшие такого широкого применения до сегодняшнего дня типы электрических машин – малоизучены и не имеют подробных аналитических моделей, либо имеют, но с безальтернативным способом решения, который не всегда учитывает значимые особенности.

3.1.2 Численные методы

В виду своей специфики к численным методам можно отнести «метод проводимостей зубцовых контуров», предложенный А. В. Ивановым-Смоленским [65] в конце XX века. Данный метод видится очень перспективным в виду того, что может реализовываться без допущений, описанных ранее для аналитических моделей. Т.е. позволяет учитывать то, что поверхности ротора и статора не гладкие, а зубчатые, конфигурация зазора может изменяться при вращении ротора, метод позволяет учесть влияние высших гармонических поля, а также то, что индуктивность будет зависеть от положения ротора относительно статора. Изначально метод был предложен для синхронных машин с электромагнитным возбуждением, но в дальнейшем был доработан и подходит для синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов. Однако, метод не получил широкого распространения из-за своей сложности и большого объема расчетов. Автоматизированных расчётных инструментов, базирующихся на данном методе, в открытом доступе не было представлено на сегодняшний день [66].

Сам метод основывается на двух основных этапах расчёта. На первом производится численный расчёт магнитного поля от тока, возбуждённого от одного зубцового контура, при невозбуждённых остальных контурах машины. Этот расчёт повторяется при различных положениях ротора машины относительно статора и позволяет определить для магнитного потока между зубцами машины.

На основе результатов первого этапа расчёта на втором этапе составляется эквивалентная схема (рисунок 3.2) замещения магнитной цепи машины, которая

позволяет определить основные параметры электрической машины, при заданных токах в обмотках.

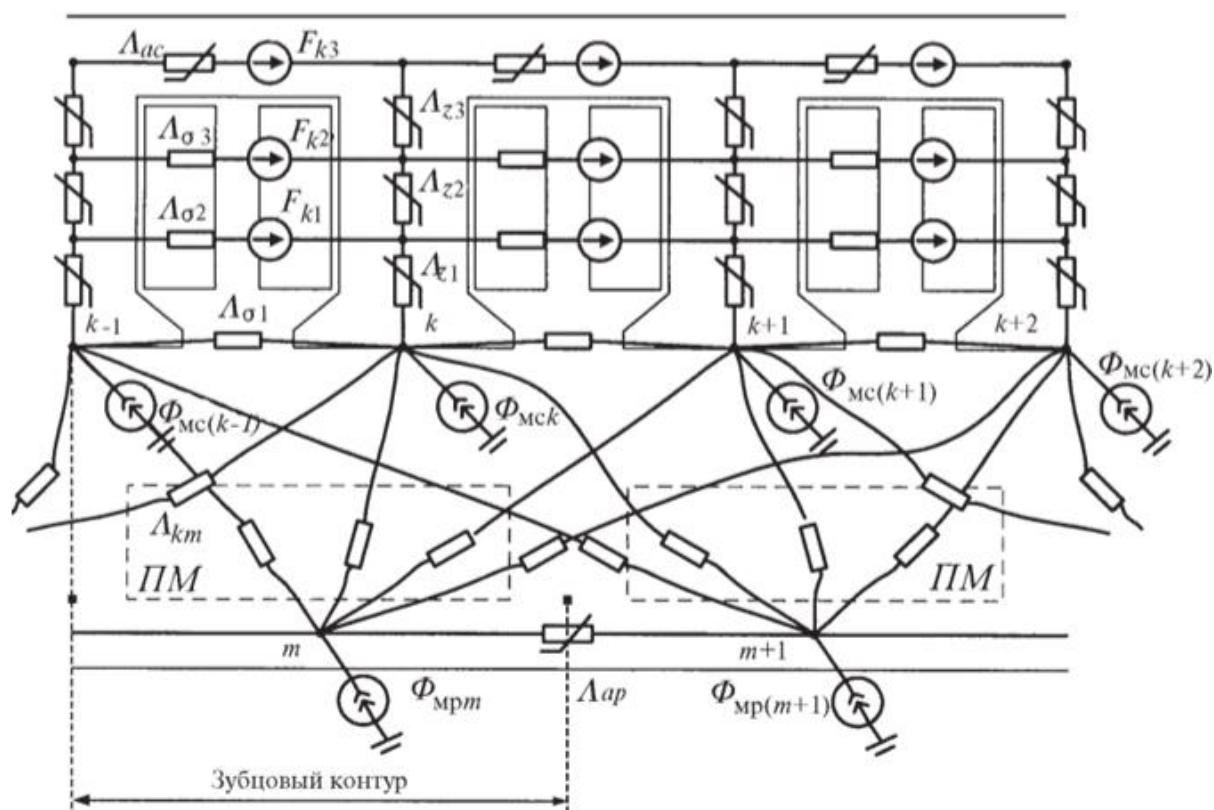


Рисунок 3.2 – Фрагмент схемы замещения магнитной цепи синхронной машины с зубцовой обмоткой и ПМ на поверхности ротора

Интерес к рассмотрению представляет метод, предложенный Р.В. Фильцом [67, 68]. Идея сеточного метода Фильца состоит в том, что зависимости коэффициентов в электрической машине от насыщения и прочих факторов приведены в виде матрицы или сетки, а промежуточные значения неохваченные матрицей определять при помощи линейной интерполяции элементов. Метод требует вычисление пятимерных функциональных зависимостей и хранение данных об этих вычислениях. К сожалению, на сегодняшний день не существует ЭВМ, способных полноценно решать такие задачи. Для полноценного исследования электрических машин перспективным видится объединение метода Фильца с методом конечных элементов для многократного сокращения требований к расчётной ЭВМ.

Наибольшую применимость на сегодняшний день показывают численные методы расчёта на основе «конечно-элементного» анализа магнитного поля. Причём, созданные на сегодняшний день на основе этого метода расчётные инструменты, позволяют, помимо расчётов магнитного поля осуществлять решение задач из сферы термодинамики, сопротивления материалов. Специализированные программы на ЭВМ в разной степени сложны и автоматизированы.

Суть данного метода заключается в том, что расчётная область преобразовывается в сеточную структуру малых по размеру конечных элементов треугольной формы (рисунок 3.3). В дальнейшем рассчитывается магнитный потенциал в вершинах каждого элемента (узлах) сеточной модели. В результате данного расчёта получается высокоточная картина магнитного поля, к параметрам которого можно обратиться в любой точке рассчитанной модели [69,70,71].

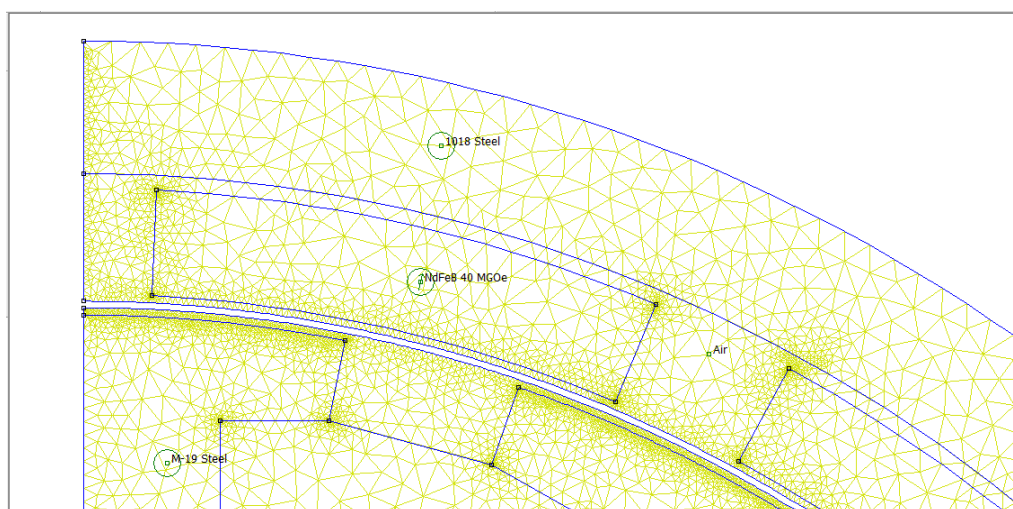


Рисунок 3.3 – Фрагмент сеточной структуры модели электродвигателя

Преимущества данного метода не вызывает сомнений. Только он позволяет наиболее точно рассчитывать геометрию сложной конфигурации областей анализа, при наличии сред с нелинейными характеристиками, вовлекаемыми в расчет. Однако, применение только этого метода расчётов при проектировании электрических машин затруднительно в виду некоторых недостатков.

Говоря о недостатках численных методов расчёта, нельзя не упомянуть требовательность к расчётной мощности ЭВМ и высокие временные затраты. Немалое время тратится даже, решая статическую полевую задачу при приемлемой плотности сетки элементов. В процессе расчёта для определения некоторых из параметров требуется проведение нескольких однотипных расчётов, например, при разных положениях ротора относительно статора, что, конечно же, ведёт к увеличению общего времени расчёта.

К недостаткам можно отнести и слабую ориентированность программ для ЭВМ, основанным на методе конечных элементов, на электрические машины. На сегодняшний день это, в основном, универсальные программы, построение геометрии и задание начальных условий, в которых также требуют значительных временных затрат. Если говорить о программах ЭВМ предназначенных только для расчёта электрических машин, то их, во-первых, не так много, во-вторых – они позволяют работать только с типами электрических машин, которые предусмотрели разработчики, т.е. с распространёнными общеизвестными типами. Стоит отметить, что разработчики постоянно пытаются дополнять свои программные пакеты новыми типами электрических машин, однако, этот процесс не быстротечен.

Кроме того, численные методы позволяют решать лишь «обратную» задачу проектирования, т.е. поле рассчитывается только на основе уже заранее заданной геометрии электрической машины, с известными токами в обмотках. Обычно токи в обмотках изначально не заданы, а известны лишь напряжения в некоторых из них. Также известно, что наиболее точные полевые модели – трёхмерные, именно они позволяют учесть электромагнитные явления в аксиальном направлении машины. Методики расчёта характеристик, базирующиеся на этих моделях, дают наиболее достоверные результаты. Однако, почти все программные продукты для численного расчёта используют плоскопараллельные модели, в которой рассматривается лишь поперечное сечение магнитной системы машины, хотя точности этих моделей и достаточно для большинства задач. Выбор программных

продукты для расчёта распределения поля именно по трём координатам весьма ограничен, а также требуют высокого уровня навыков от разработчика.

С учётом всего вышесказанного наиболее оптимальный подход к проектированию электрических машин – гибридный, который предполагает изначальное использование аналитической модели для того, чтобы определить самые основные размеры и параметры электрической машины (сформировать начальные условия для численной модели), а затем уточнить и оптимизировать их при помощи численных методов. Такой подход позволяет верно воспользоваться накопленной мировой наукой теоретической и эмпирической базой знаний в области электромеханики и сократить время проектирования любой отдельной электрической машины.

Таким образом, для решения задачи проектирования электрической машины, так или иначе следует обращаться к аналитическим моделям.

Однако, если в случае с распространёнными типами электрических машин с классическими обмотками, было предложено достаточно много аналитических моделей, то не нашедшие такого широкого применения до сегодняшнего времени беспазовые электрические машины с дробными катушечными обмотками (с числом $q < 1$) – малоизучены и не имеют подробных аналитических моделей.

В этой связи, одной из важнейших задач, рассматриваемых в настоящем исследовании, является аналитический расчёт магнитного поля в беспазовых электрических машинах.

Данная глава диссертации посвящена разработке аналитической модели для расчёта магнитного поля в беспазовых электрических машинах., которая будет удобным инструментом при их проектировании и оптимизации.

3.2 Описание предлагаемой аналитической модели магнитного поля

БЭМММ

Для решения этой задачи мы применим метод функции Грина, который позволяет получить решение уравнений поля в замкнутом аналитическом виде.

Выбор функции Грина [72, 73] для решения данной задачи обусловлен тем, что она позволяет получить аналитическое решение дифференциального уравнения, которое зависит только от координат точки наблюдения и координат источника. Это позволяет избежать необходимости многократного решения дифференциального уравнения при изменении положения источников поля.

Активная часть беспазовых двигателей состоит из следующих основных элементов: ярем статора и ротора, выполненных из электротехнической стали, катушечная обмотка, формирующая магнитное поле, и постоянные магниты, расположенные в воздушном зазоре между ярмами статора и ротора. Для наглядности и понимания, общая конструкция беспазового двигателя представлена на рисунок 3.4, где показано относительное расположение вышеописанных элементов.

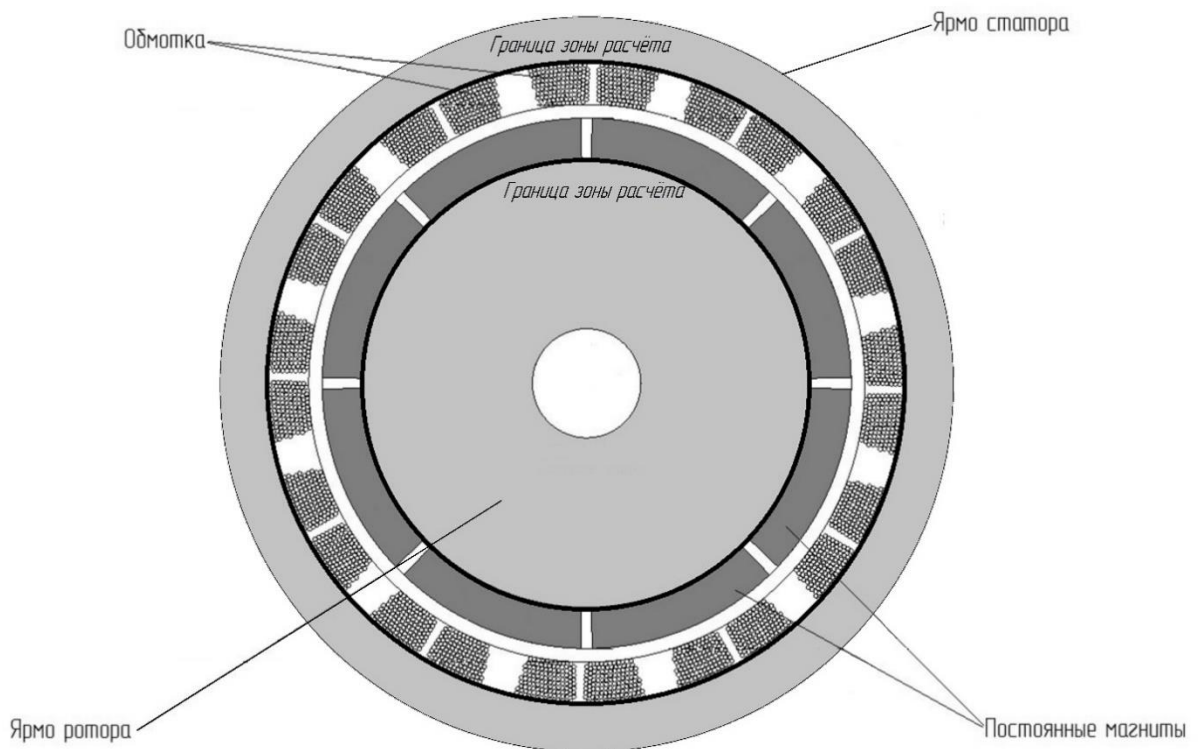


Рисунок 3.4 – Конструкция беспазового двигателя

Наибольшую роль при расчете машины играет поле в области воздушного зазора. Зная величину магнитного поля в воздушном зазоре, можно определить все основные характеристики машины, включая момент и индуктивности обмоток.

Если принять ряд допущений, то расчётная область имеет вид, приведенный на рисунке 3.5. Расчёт магнитного поля будет производиться в указанной области.

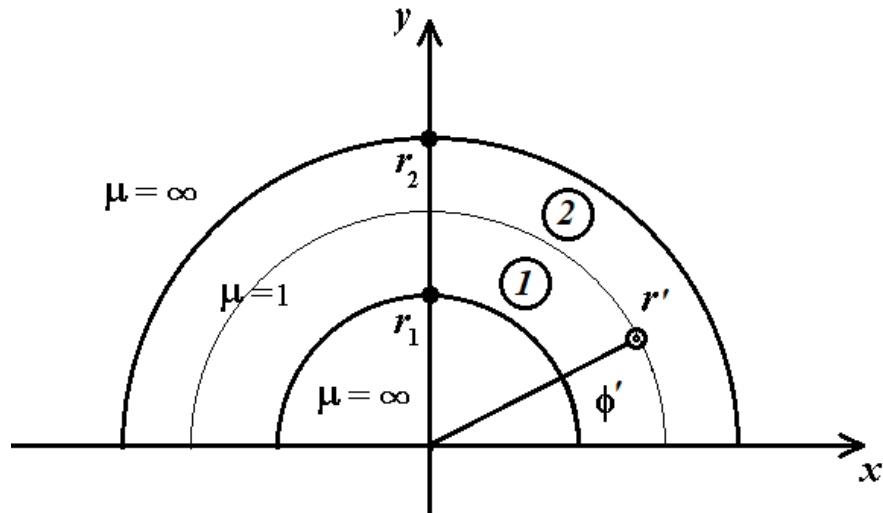


Рисунок 3.5 – Область расчета магнитного поля (верхняя половина)

При разработке математической модели для аналитического расчета магнитного поля в беспазовой электрической машине были приняты следующие допущения:

1. Магнитные проницаемости стальных магнитопроводов статора и ротора принимаются равными бесконечности $\mu_{ст} = \infty$. Данное допущение позволяет пренебречь влиянием магнитных свойств стали на распределение магнитного поля в воздушном зазоре, что существенно упрощает расчет.

2. Относительная магнитная проницаемость среды μ во всем пространстве между поверхностями ярем ротора и статора (включая область, занятую постоянными магнитами и катушками) считается однородной и $\mu = 1$ в данной области. Данное допущение упрощает математическое описание среды, в которой распространяется магнитное поле.

3. Принимая во внимание тот факт, что ширина воздушного зазора много меньше длины машины, пренебрегаем зависимостью магнитного поля от

продольной координаты, считая поле плоским. Это допущение сводит задачу к двумерной.

4. Реальные объемные токи, создаваемые катушками, заменяются поверхностными токами, сосредоточенными на границе рассматриваемой области. Это допущение также вносит упрощение в расчёт.

Принимая во внимание допущение №2 свяжем индукцию магнитного поля и напряжённость простым соотношением:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H}. \quad (3.3)$$

С учетом данного соотношения в квазистационарном приближении индукция магнитного поля удовлетворяет простому уравнению:

$$\text{rot} \vec{B} = \mu_0 \vec{j} \quad (3.4)$$

где \vec{j} - плотность тока.

А с учётом допущения №3, т.е. считая магнитное поле плоским, не зависящим от продольной координаты z ($B_z = 0$; $\frac{\partial}{\partial z} \vec{B} = 0$), запишем уравнение 3.4 в цилиндрических координатах:

$$\frac{1}{r} \left(\frac{\partial (r B_\varphi)}{\partial r} - \frac{\partial B_r}{\partial \varphi} \right) = \mu_0 j_z \quad (3.5)$$

Для решения уравнения (3.5) удобно использовать векторный потенциал A , определяемый соотношением $\vec{B} = \text{rot} \vec{A}$ с дополнительным условием калибровки $\text{div} \vec{A} = 0$.

С учетом принятых допущений компоненты индукции магнитного поля выражаются через компоненты векторного потенциала следующим образом:

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \varphi}; \quad B_\varphi = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (3.6)$$

Подставляя (3.5) в (3.4), получим окончательное уравнение:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} = -\mu_0 j_z(r, \varphi) \quad (3.7)$$

Далее для простоты мы будем опускать индекс z у векторного потенциала и плотности тока. Граничные условия для уравнения (3.7) получаются из приближения бесконечной магнитной проницаемости ярем ротора и статора:

$$B_{\varphi} \Big|_{r=r_1, r_2} = - \frac{\partial A}{\partial r} \Big|_{r=r_1, r_2} = 0 \quad (3.8)$$

где r_1, r_2 - радиусы поверхностей соответственно ротора и статора (см. рисунок 3.5).

Данное выражение, по сути, означает, что поле пронизывает сталь магнитопроводов по нормали.

Для того, чтобы уравнение (3.7) имело решение с граничными условиями (3.8), необходимо потребовать, чтобы полный ток, протекающий через воздушный зазор, был равен нулю:

$$\int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} j(r, \varphi) r dr d\varphi = 0 \quad (3.9)$$

Данное выражение означает, что магнитное поле должно быть замкнутым, и в системе не должно существовать источников магнитного поля, способных создавать постоянный циркуляционный ток в воздушном зазоре.

3.3 Расчет функции Грина

Для аналитического решения уравнения 3.5, полученного в предыдущем разделе, мы воспользуемся методом функции Грина $G(r, \varphi, r', \varphi')$. Этот метод позволяет найти решение дифференциального уравнения в виде интеграла, что особенно удобно для задач с неоднородными граничными условиями. [72,73]. Функция Грина, в нашем случае, удовлетворяет следующему уравнению:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial G}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 G}{\partial \varphi^2} = \frac{1}{r} \delta(r-r') \delta(\varphi-\varphi') \quad (3.10)$$

здесь $\delta(x)$ дельта-функция Дирака [72], то есть обобщённая функция, определяемая равенством:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x)\delta(x)dx = f(0)$$

Дельта-функция Дирака является обобщенной функцией, которая характеризуется тем, что она равна нулю везде, кроме точки, в которой её аргумент равен нулю, где она становится бесконечно большой. При этом интеграл от дельта-функции по области, содержащей точку разрыва, равен единице.

Физически, дельта-функцию Дирака можно интерпретировать как идеализированный точечный источник или воздействие, например, точечный источник тока или заряда. В нашем случае, дельта-функция представляет собой точечный источник магнитного поля в точке с координатами (r', φ') .

Решение исходного уравнения (3.7) через функцию Грина выражается следующим образом:

$$A(r, \varphi) = -\mu_0 \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} G(r, \varphi, r', \varphi') j(r', \varphi') r' dr' d\varphi' \quad (3.11)$$

Это интегральное уравнение показывает, что векторный потенциал в любой точке пространства равен сумме вкладов от всех токов, взвешенных с помощью функции Грина.

Из-за дополнительного условия (3.9) граничные условия, которым должна удовлетворять функция Грина, определены неоднозначно. Для выполнения граничных условий (3.8) с учетом (3.9) достаточно потребовать, чтобы

$$\left. \frac{\partial}{\partial r} G(r, \varphi, r', \varphi') \right|_{r=r_1, r_2} = g_{1,2}(\varphi) \quad (3.12)$$

где $g_{1,2}(\varphi)$ произвольные гладкие функции угла.

Для существования решения уравнения (3.11) также необходимо, чтобы выполнялось условие

$$r_2 \int_0^{2\pi} g_2(\varphi) d\varphi - r_1 \int_0^{2\pi} g_1(\varphi) d\varphi = 1$$

Одним из простейших выборов функций, удовлетворяющих данному условию, является $g_1(\varphi) = 0$, $g_2(\varphi) = \frac{1}{2\pi r_2}$. Заметим, что граничные условия (3.12) описывают дополнительный поверхностный ток. Если учесть его не в граничных условиях, а добавить в правую часть (3.10), то интеграл от правой части по площади области обратится в ноль, то есть для него будет выполнено условие (3.9).

Искомую функцию Грина можно представить в виде ряда:

$$G(r, \varphi, r', \varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(r, r', \varphi') e^{in\varphi} \quad (3.13)$$

в котором $G_{-n}(r, r', \varphi') = G_n^*(r, r', \varphi')$.

Подставим (3.13) в (3.10), помножим левую и правую часть на $e^{-in\varphi}$ и проинтегрируем по φ от 0 до 2π , в результате получим следующее уравнение:

$$\frac{d}{dr} \left(r \frac{dG_n}{dr} \right) - \frac{n^2}{r} G_n = \frac{1}{2\pi} \delta(r - r') e^{-in\varphi'} \quad (3.14)$$

Правая часть уравнения (3.14) в силу свойств дельта-функции равна нулю везде кроме точки $r = r'$. Рассмотрим отдельно две области $r_1 < r < r'$ и $r' < r < r_2$ (см. рисунок 3.5). Обозначим решение уравнения (3.14) в этих областях через $G_n^{(1)}(r, r', \varphi')$ и $G_n^{(2)}(r, r', \varphi')$ соответственно:

$$\frac{d}{dr} \left(r \frac{dG_n^{(1,2)}}{dr} \right) - \frac{n^2}{r} G_n^{(1,2)} = 0 \quad (3.15)$$

На границах областей должны выполняться следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \left. \frac{dG_0^{(1)}}{dr} \right|_{r=r_1} &= 0, & \left. \frac{dG_0^{(2)}}{dr} \right|_{r=r_2} &= \frac{1}{2\pi r_2} \\ \left. \frac{dG_n^{(1)}}{dr} \right|_{r=r_1} &= 0, & \left. \frac{dG_n^{(2)}}{dr} \right|_{r=r_2} &= 0 \quad n \neq 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$G_n^{(1)} \Big|_{r=r'} = G_n^{(2)} \Big|_{r=r'}; \quad \left. \frac{dG_n^{(2)}}{dr} \right|_{r=r'} - \left. \frac{dG_n^{(1)}}{dr} \right|_{r=r'} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{r'} e^{-in\varphi'} \quad (3.17)$$

Первое соотношение (3.16) означает непрерывность функции Грина на границе областей

Второе соотношение (3.17) можно получить, проинтегрировав левую и правую часть (3.14) по r по бесконечно малой окрестности, содержащей точку $r = r'$, и воспользовавшись свойствами дельта-функции.

Для $n = 0$ решение уравнения (3.14) получается простым интегрированием:

$$G_0(r, r', \varphi') = \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{r'}\right) \theta(r - r') \quad (3.18)$$

где $\theta(x)$ - ступенчатая функция ($\theta(x) = 0$, если $x < 0$, и $\theta(x) = 1$, если $x \geq 0$).

Легко проверить, что оно удовлетворяет условиям (3.16) и (3.17). Общее решение уравнения (3.15) при $n \neq 0$, удовлетворяющее граничным условиям (3.16), можно представить в следующем виде:

$$G_n^{(1,2)}(r, r', \varphi') = C_n^{(1,2)}(r', \varphi') \left(r^n + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r^n} \right) \quad (3.19)$$

Из первого соотношения (3.17) также следует, что

$$C_n^{(2)} = C_n^{(1)} \frac{r'^{2n} + r_1^{2n}}{r'^{2n} + r_2^{2n}}$$

Учитывая второе соотношение (3.17), находим выражение для коэффициентов $C_n^{(1,2)}(r', \varphi')$ из уравнения (3.19):

$$C_n^{(1,2)} = -\frac{1}{4\pi} \frac{1}{n} \frac{e^{-n\varphi'}}{r_2^{2n} - r_1^{2n}} \left(r'^m + \frac{r_{2,1}^{2n}}{r'^m} \right) \quad (3.20)$$

Окончательное выражение для функции Грина получается путем подстановки (3.18), (3.19) и (3.20) в (3.13):

$$G^{(1,2)}(r, \varphi, r', \varphi') = \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{r'}\right) \theta(r - r') - \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \frac{\cos(n(\varphi - \varphi'))}{r_2^{2n} - r_1^{2n}} \left(r'^m + \frac{r_{2,1}^{2n}}{r'^m} \right) \left(r^n + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r^n} \right) \quad (3.21)$$

Искомое магнитное поле удобно представить в виде суммы полей, создаваемых отдельными источниками, которыми в нашем случае являются

постоянные магниты и катушки с током. Для простоты будем предполагать, что каждый такой источник имеет плоскость симметрии (XZ), при отражении относительно которой плотность тока меняет знак: $j(x, y) = -j(x, -y)$ (в цилиндрических координатах $j(r, \varphi) = -j(r, -\varphi)$).

3.4 Поле постоянного магнита на роторе

В этом разделе мы рассмотрим аналитический расчет магнитного поля, создаваемого постоянным магнитом, расположенным на поверхности ротора. Для простоты анализа будем считать, что магнит расположен симметрично относительно плоскости xz (рисунок 3.6)

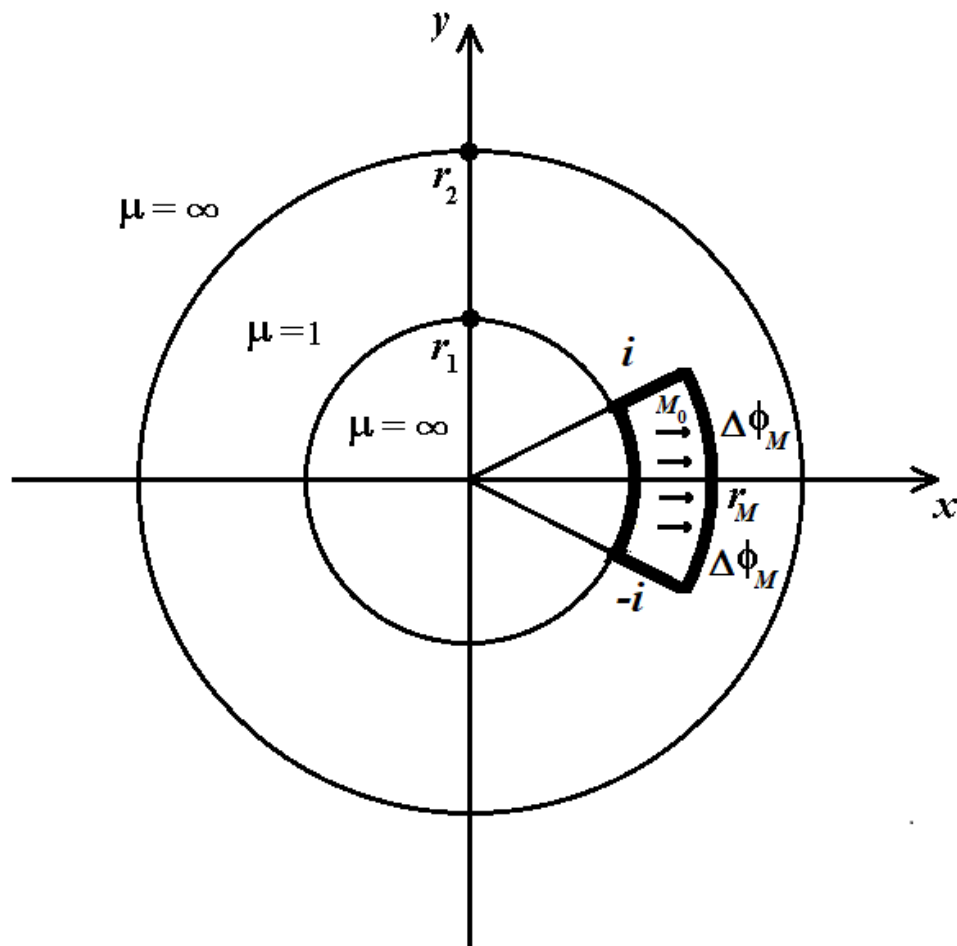


Рисунок 3.6 – Расчет магнитного поля в воздушном зазоре для постоянного магнита

Будем считать, что поперечное сечение магнита представляет собой фигуру, ограниченную двумя окружностями с центром в т. 0 и радиусами r_1 и r_M , и двумя лучами с началом в т. 0 и углами $\Delta\varphi_M$ и $-\Delta\varphi_M$ относительно оси x . Также будем предполагать, что вектор намагниченности постоянен и параллелен оси x (все элементарные магнитные диполи внутри магнита ориентированы в одном направлении) (см. рисунок 3.6). В этом случае компоненты вектора намагниченности в цилиндрических координатах имеют следующее выражение:

$$M_\varphi = -M_0 \sin(\varphi) \theta(r - r_1) \theta(r_M - r) \theta(\Delta\varphi_M - \varphi) \theta(\varphi + \Delta\varphi_M)$$

$$M_r = M_0 \cos(\varphi) \theta(r - r_1) \theta(r_M - r) \theta(\Delta\varphi_M - \varphi) \theta(\varphi + \Delta\varphi_M),$$

где $\theta(x)$ – ступенчатая функция ($\theta(x) = 0$, если $x < 0$, и $\theta(x) = 1$, если $x \geq 0$).

Для упрощения расчета магнитного поля, заменим постоянный магнит эквивалентным распределением плотности тока (J). Этот подход основан на эквивалентности магнитных и токовых явлений и позволяет свести задачу расчета магнитного поля к задаче расчета поля, создаваемого током:

$$j(r, \varphi) = \text{rot}(\vec{M})_z = \frac{M_0}{r} \cos(\varphi) \theta(r - r_1) \theta(r_M - r) (\delta(\Delta\varphi_M - \varphi) - \delta(\varphi + \Delta\varphi_M)) -$$

$$-M_0 (\sin(\varphi) (\delta(r - r_1) - \delta(r_M - r))) \theta(\Delta\varphi_M - \varphi) \theta(\varphi + \Delta\varphi_M) \quad (3.22)$$

Заметим, что выражение (3.22) описывает поверхностный ток, протекающий по границе области, занимаемой магнитом. Внутри области, занимаемой магнитом, эквивалентная плотность тока равна нулю, что является следствием принятого допущения о постоянном векторе намагниченности. На практике, магнитные материалы имеют ненулевую проводимость, и в них могут протекать токи. Однако, мы пренебрегаем этими токами, чтобы упростить математическую модель.

Подставим выражение (3.22) для плотности тока и выражение (3.21) для функции Грина в (3.11) и получим выражение для векторного потенциала. Для вычисления характеристик двигателя таких, как крутящий момент. Нас, главным образом, будет интересовать поле в воздушном зазоре на радиусах больших, чем

радиус магнита ($r_M < r < r_2$). В этой области выражение для векторного потенциала приобретает относительно простой вид:

$$A(r, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{C}_n \left(r^n + \frac{r_2^{2n}}{r^n} \right) \sin(n\varphi), \quad (3.23)$$

где

$$\tilde{C}_n = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{M_0}{n} \frac{r_1^{n+1}}{r_2^{2n} - r_1^{2n}} \left(\sin(n\Delta\varphi_M) \cos(\Delta\varphi_M) P_n + \left(\left(\frac{r_M}{r_1} \right)^{n+1} + \left(\frac{r_1}{r_M} \right)^{n-1} - 2 \right) Q_n \right)$$

$$P_n = \frac{1}{n+1} \left(\left(\frac{r_M}{r_1} \right)^{n+1} - 1 \right) + \frac{1}{n-1} \left(1 - \left(\frac{r_1}{r_M} \right)^{n-1} \right) \quad (n \neq 1)$$

$$Q_n = \frac{\Delta\varphi_M}{2} \left(\text{sinc}((n-1)\Delta\varphi_M) - \text{sinc}((n+1)\Delta\varphi_M) \right)$$

3.5 Поле катушки на статоре

Вычисление поля одной катушки, расположенной на статоре симметрично относительно плоскости xz , выполняется аналогично вычислению поля магнита на роторе. Как и в случае магнита, будем считать, что поперечное сечение половины катушки, расположенной в верхнем полупространстве ($x > 0$), ограничено двумя окружностями с центром в т. 0 и радиусами r_C и r_2 , и двумя лучами с началом в т. 0 и углами $\varphi_C - \frac{\Delta\varphi_C}{2}$ и $\varphi_C + \frac{\Delta\varphi_C}{2}$ относительно оси x (рисунок 3.7).

Плотность тока катушке в этом случае описывается следующим выражением:

$$j(r, \varphi) = j_0 \theta(r - r_C) \theta(r - r_2) \left(\theta \left(\left(\varphi_C + \frac{\Delta\varphi_C}{2} \right) - \varphi \right) \theta \left(\varphi - \left(\varphi_C - \frac{\Delta\varphi_C}{2} \right) \right) - \theta \left(\left(\varphi_C + \frac{\Delta\varphi_C}{2} \right) + \varphi \right) \theta \left(-\varphi - \left(\varphi_C - \frac{\Delta\varphi_C}{2} \right) \right) \right),$$

где $j_0 = \frac{2I_0}{\Delta\varphi_C (r_2^2 - r_C^2)}$, I_0 - полный ток катушки.

Используя функцию Грина, рассчитанную в разделе 3.3, можно получить аналитическое выражение для векторного потенциала. В области воздушного зазора, при радиусах меньших, чем радиус катушки ($r_1 < r < r_c$) для векторного потенциала получается выражение, аналогичное (3.23).

$$A(r, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{C}_n \left(r^n + \frac{r_1^{2n}}{r^n} \right) \sin(n\varphi) \quad (3.24)$$

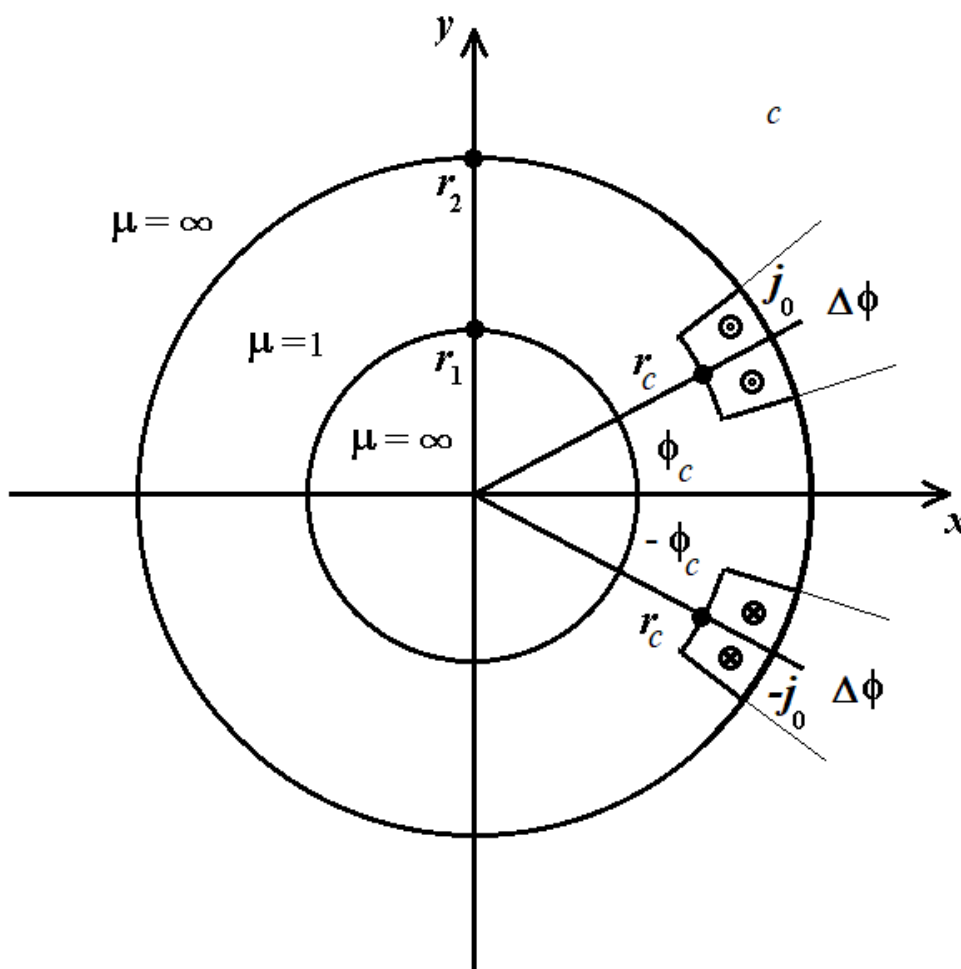


Рисунок 3.7 – Расчет магнитного поля в воздушном зазоре для катушки

Используя функцию Грина, рассчитанную в разделе 3.3, можно получить аналитическое выражение для векторного потенциала. В области воздушного зазора, при радиусах меньших, чем радиус катушки ($r_1 < r < r_c$) для векторного потенциала получается выражение, аналогичное (3.23).

$$A(r, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{C}_n \left(r^n + \frac{r_1^{2n}}{r^n} \right) \sin(n\varphi) \quad (3.25)$$

в котором

$$\tilde{C}_2 = \frac{\mu_0 j_0}{\pi} \frac{\sin(2\varphi_c) \sin(\Delta\varphi_c)}{2} \frac{\sin(\Delta\varphi_c)}{r_2^4 - r_1^4} \left(\frac{r_2^4 - r_c^4}{4} + r_2^4 \ln \left(\frac{r_2}{r_c} \right) \right),$$

$$\tilde{C}_n = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{2j_0}{n^2} \frac{\sin(n\varphi_c) \sin\left(n \frac{\Delta\varphi_c}{2}\right)}{r_2^{2n} - r_1^{2n}} \left(\frac{r_2^{n+2} - r_c^{n+2}}{n+2} + \frac{r_2^{2n}}{n-2} \left(\frac{1}{r_c^{n-2}} - \frac{1}{r_2^{n-2}} \right) \right) \quad (n \neq 2)$$

3.6 Суммарное поле, создаваемое набором магнитов и катушек

Для вычисления индуктивности катушки также необходимо знать поле в области $r_c < r < r_2$. В этом случае векторный потенциал можно также вычислить из (3.14):

$$A(r, \varphi) = -\mu_0 j_0 \int_{\varphi_c - \frac{\Delta\varphi_c}{2}}^{\varphi_c + \frac{\Delta\varphi_c}{2}} \left(\int_{r_c}^r G^{(2)}(r, \varphi, r', \varphi') r' dr' + \int_r^{r_2} G^{(1)}(r, \varphi, r', \varphi') r' dr' \right) d\varphi',$$

но, поскольку явное выражение для векторного потенциала получается более громоздким, в этой работе оно не приводится.

В данном разделе мы применим принцип суперпозиции для расчета суммарного магнитного поля, создаваемого набором постоянных магнитов, расположенных на роторе, и катушек, размещенных на статоре. В силу линейности уравнений электромагнитного поля, суммарное магнитное поле может быть определено как векторная сумма полей, создаваемых каждым из источников по отдельности. Это означает, что вклад каждого магнита и каждой катушки в общее поле является независимым, и результирующее поле может быть найдено простым суммированием. Этот принцип позволяет нам рассматривать вклад каждого источника отдельно и потом просто сложить их для нахождения общего магнитного поля.

$$A(r, \varphi) = \sum_{k=1}^N A^{(k)}(r, \varphi). \quad (3.26)$$

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

Магнитные поля, создаваемые магнитами, расположенными на роторе и катушками, расположенными на статоре, рассчитаем отдельно. В нашем случае $A^{(k)}(r, \varphi)$ можно представить в следующем виде:

$$A^{(k)}(r, \varphi) = \beta_k A^{(0)}(r, \varphi - \alpha_k),$$

где $A^{(0)}(r, \varphi)$ – потенциал поля, создаваемого одним симметричным источником (магнитом или катушкой), α_k – угол, на котором находится центр источника, β_k – коэффициент, характеризующий интенсивность источника (намагниченность магнита или силу тока в катушке). Подставляя (3.23) (в случае магнита) или (3.24) (в случае катушки) в (3.25), получим явное выражение для векторного потенциала суммарного поля в воздушном зазоре:

$$A(r, \varphi) = \sum_{k=1}^N \beta_k \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{C}_n \left(r^n + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r^n} \right) \sin(n(\varphi - \alpha_k)) = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{C}_n \left(r^n + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r^n} \right) \sum_{k=1}^N \beta_k \sin(n(\varphi - \alpha_k)) \quad (3.27)$$

Удобно ввести следующее обозначение:

$$S_n = \sum_{k=1}^N \beta_k e^{in\alpha_k}, \quad (3.28)$$

Используя это обозначение, выражение (3.26) для векторного потенциала можно переписать в более компактном виде:

$$A(r, \varphi) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\tilde{C}_n^S \sin(n\varphi) + \tilde{C}_n^C \cos(n\varphi) \right) \left(r^n + \frac{r_{1,2}^{2n}}{r^n} \right), \quad (3.29)$$

где $\tilde{C}_n^S = \tilde{C}_n \operatorname{Re}(S_n)$, $\tilde{C}_n^C = -\tilde{C}_n \operatorname{Im}(S_n)$.

Приведем несколько примеров, в которых можно найти явное выражение для суммы (3.27).

Пример 1. 2р магнитов с чередующейся намагниченностью, расположенных на роторе и равномерно распределенных по углу:

$$\beta_k = (-1)^{k-1} = e^{i\pi(k-1)}, \alpha_k = \alpha_0 + \frac{\pi}{p}(k-1); S_n = 2pe^{in\alpha_0}, \text{ если } n = (2m+1)p \text{ и } S_n = 0$$

при всех других значениях n .

Физический смысл результата прост: в спектре индукции присутствуют только нечётные гармоники, что характерно для любой машины с чередующейся полярностью возбуждения. Чётные гармоники полностью компенсируются благодаря симметрии. Полученное выражение позволяет легко вычислить амплитуды рабочих гармоник ($n = 1, 3, 5, \dots$) без численного суммирования, что особенно удобно при оптимизации полюсности ротора.

Пример 2. Обмотка из Z катушек с периодическим чередованием фаз (Z кратно трем, схема обмотки для $Z = 12$ показана на рисунке 3.8):

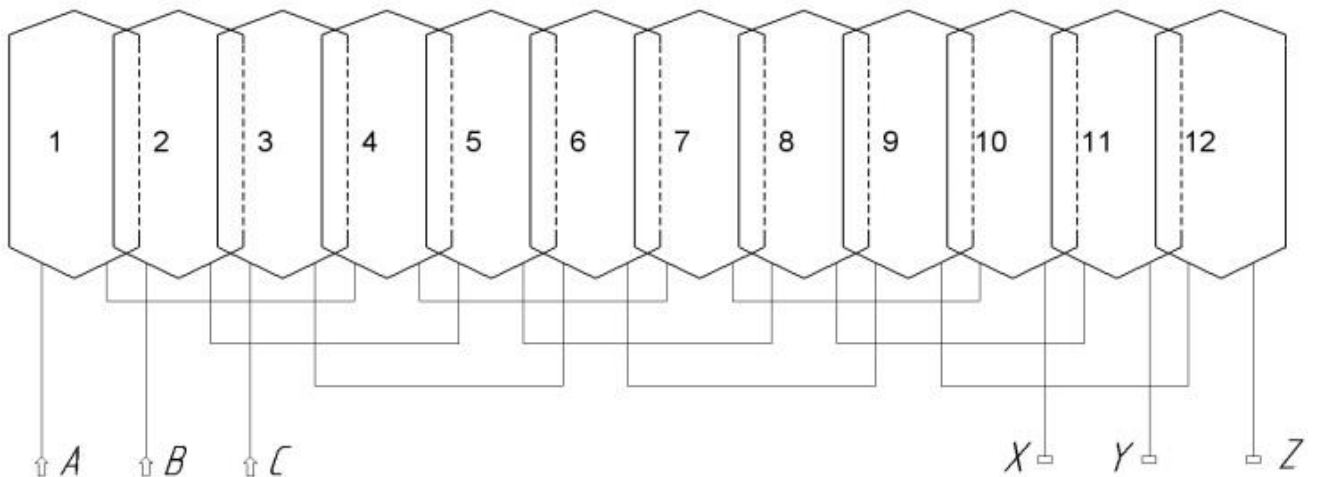


Рисунок 3.8 – Схема обмотки

$$\beta_k = \cos\left(\frac{2\pi}{3}(k-1) + \theta_0\right), \quad \alpha_k = \alpha_0 + \frac{2\pi}{Z}(k-1); \quad S_n = \frac{Z}{2}e^{i(n\alpha_0 + \theta_0)}, \quad \text{если}$$

$$n = \frac{Z}{3}(3m-1), \quad S_n = \frac{Z}{2}e^{i(n\alpha_0 - \theta_0)}, \quad \text{если } n = \frac{Z}{3}(3m+1) \text{ и } S_n = 0 \text{ при всех других значениях } n.$$

Этот результат имеет ясный физический смысл. Обмотка возбуждает только те гармоники, порядок которых кратен $Z/3$ (например, при $Z = 12$ рабочими будут гармоники $n = 4, 8, 2, 16$ и т.д.). Все остальные гармоники взаимно компенсируются

благодаря симметричному распределению фазных токов. Выражение позволяет сразу определить амплитуды рабочих гармоник без громоздкого суммирования по всем Z катушкам.

Приведённые случаи показывают, что для типовых конструкций ротора и статора беспазовых машин удаётся получить явные, компактные аналитические выражения вместо бесконечной суммы (3.27). Это существенно ускоряет инженерные расчёты распределения магнитного поля и делает предложенную модель удобной для практического проектирования, особенно при необходимости быстрого перебора вариантов полюсности, схем обмотки и геометрических параметров.

3.7 Сравнение результатов аналитических расчётов и численного моделирования магнитного поля

Для оценки точности и адекватности разработанной аналитической модели, проведено сравнение результатов, полученных аналитическим путем, с результатами численного моделирования. Численное моделирование, в частности метод конечных элементов, является одним из наиболее точных методов расчета электромагнитных полей на сегодняшний день. В связи с этим, результаты численного моделирования могут служить эталоном для проверки точности нашей аналитической модели.

В качестве программного обеспечения, выступающего, как средство для численного моделирования магнитного поля используется программа FEMM (Finite Element Method Magnetics), которая реализует в себе расчёт поля при помощи метода конечных элементов. На рисунке 3.9 продемонстрирована геометрия модели, которая в дальнейшем программой FEMM была преобразована в сеточную структуру малых по размеру конечных элементов треугольной формы. В дальнейшем рассчитывается магнитный потенциал в вершинах каждого элемента (узлах) сеточной модели. В результате данного расчёта получается высокоточная

картина магнитного поля, к параметрам которого можно обратиться в любой точке рассчитанной модели.

Для проведения сравнительного анализа были рассчитаны магнитные поля, создаваемые как магнитами ротора, так и обмоткой статора. Результаты сравнения представлены на рисунках 3.10 и 3.11.

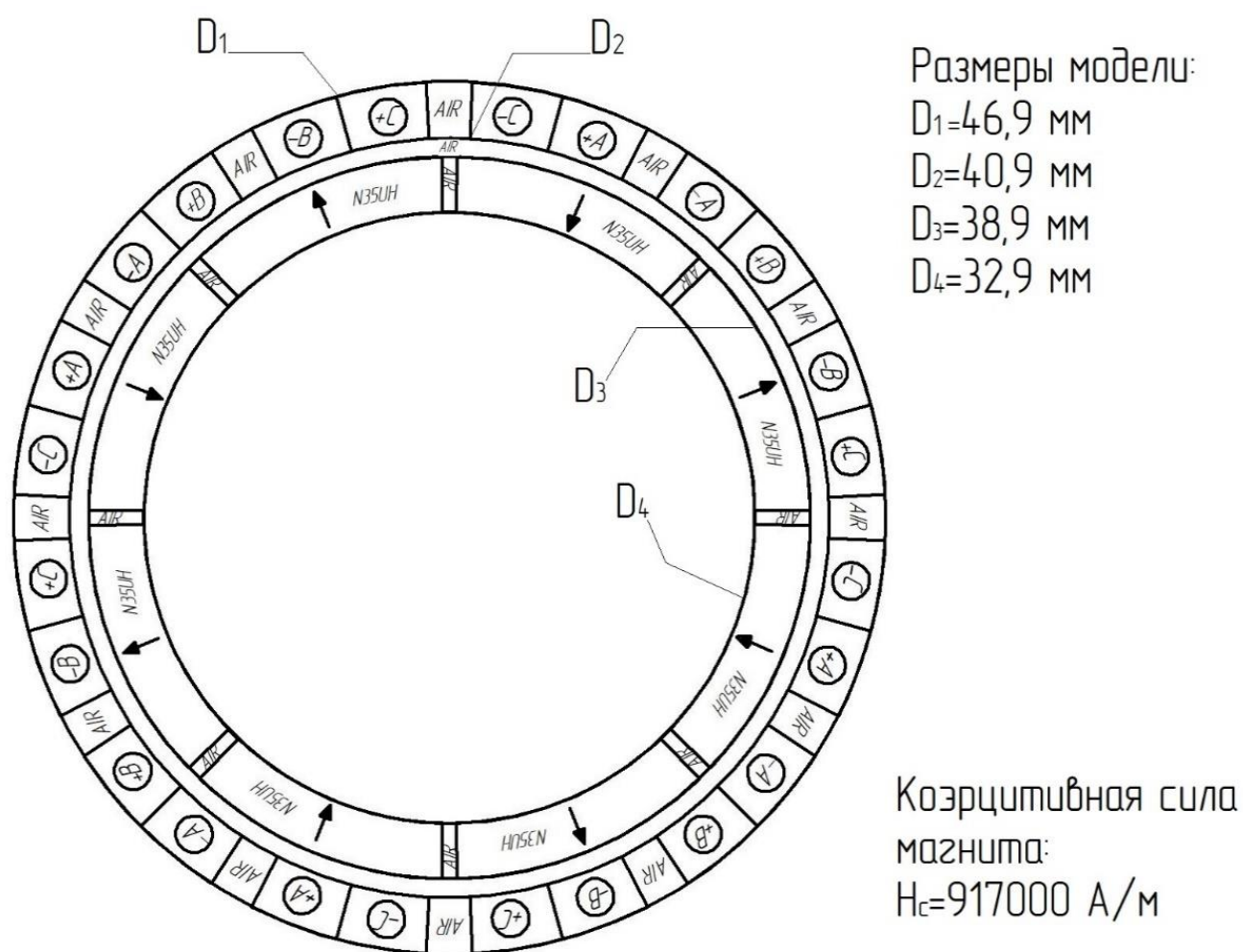


Рисунок 3.9 – Геометрия модели, использованной в численных расчетах.

На этих рисунках представлены графики распределения азимутальной и радиальной компонент магнитного поля в воздушном зазоре вдоль окружности с радиусом 20 мм. В аналитических расчетах поля, создаваемого магнитами ротора учитывались 4-я, 12-я, 20-я и 28-я гармоники, в расчетах поля, создаваемого обмоткой статора - 4-я, 8-я и 16-я гармоники.

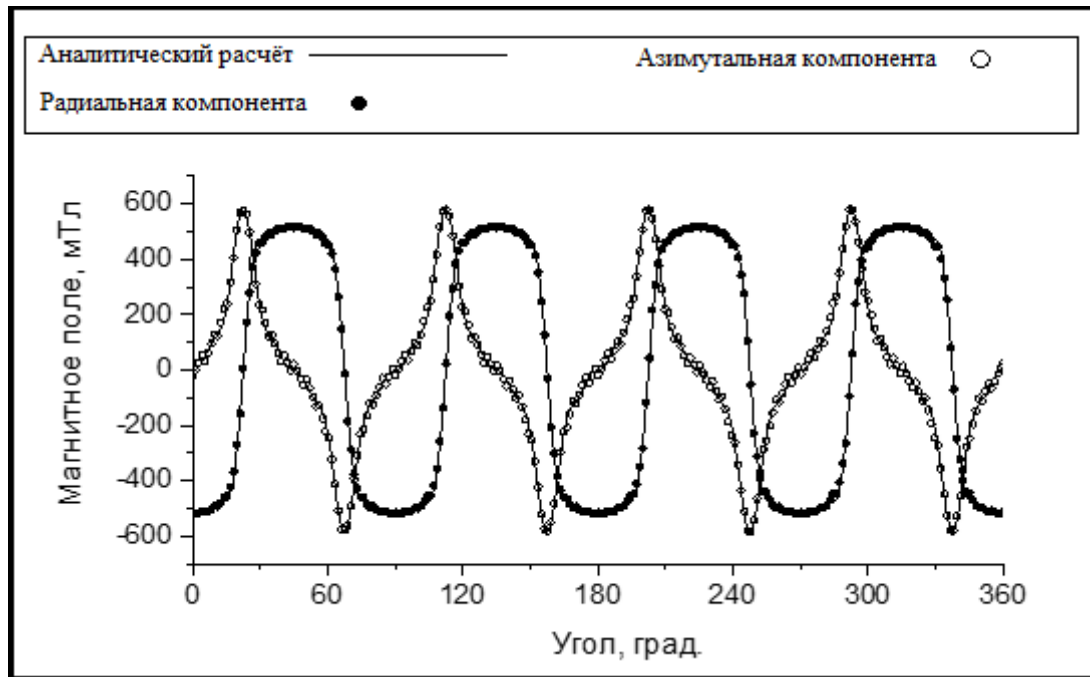


Рисунок 3.10 – Сравнение аналитического расчета поля, создаваемого магнитами ротора, с результатами численного моделирования.

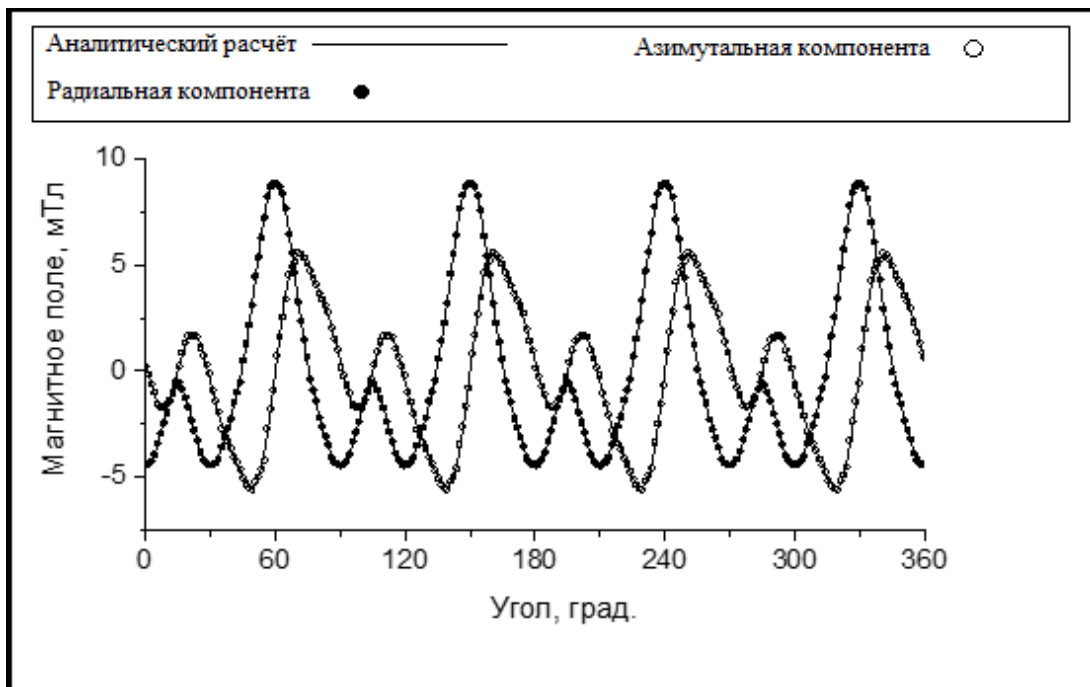


Рисунок 3.11 – Сравнение аналитического расчета поля, создаваемого обмоткой статора, с результатами численного моделирования.

На рисунке 3.10 чёрные маркеры – это точки, рассчитанные для радиальной компоненты, а белые маркеры – для азимутальной компоненты поля, полученным

в результате численного моделирования. Непрерывная чёрная кривая – результаты аналитического расчета.

На рисунке 3.11 чёрные маркеры – это точки, рассчитанные для радиальной компоненты, а белые маркеры – для азимутальной компоненты поля, полученным в результате численного моделирования. Непрерывная чёрная кривая – результаты аналитического расчета.

Анализируя полученные зависимости видно, что амплитуда основной (4-й) гармоники радиальной компоненты поля ротора равна 622 мТл, статора – 4.84 мТл. Амплитуды высших гармоник поля ротора составляют соответственно 23.5%, 9.96% и 4.9% от амплитуды 4-й гармоники. В поле статора существенный вклад вносит 8-я гармоника (72.6% радиальная компонента и 101.8% - азимутальная), но в образовании крутящего момента она не участвует, для вычисления момента можно ограничиться 4-й гармоникой.

Максимальная разница между значениями полей, полученных в результате аналитических расчетов и численного моделирование не превышает для радиальной компоненты 7%, для азимутальной – 13% от основной гармоники. Эта разница в основном обусловлена артефактами, возникающими при численном моделировании. Разница амплитуд основной гармоники не превышает 0.4%.

Таким образом, можно утверждать, что результаты аналитического расчёта поля беспазовой электрической машины очень близки к результатам численного расчёта, которые считаются наиболее точными на сегодняшний день. Таким образом можно считать предложенную аналитическую модель высокоточной и применимой для расчёта беспазовых электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов.

3.8 Вывод аналитического выражения для момента

В настоящее время для расчета электромагнитного момента в электрических машинах традиционных конструкций используются различные подходы, включая аналитические методы, основанные на решении уравнений Максвелла, численное

моделирование методом конечных элементов (МКЭ) и гибридные методы, сочетающие аналитические и численные подходы. Каждый из этих методов имеет свои преимущества и ограничения [74-79].

Аналитические методы позволяют получить компактные выражения для момента, что удобно для предварительного анализа и оптимизации. Однако, класс беспазовых электрических машин на сегодняшний день недостаточно представлен с точки зрения методологии, существует потребность в расчётных моделях и выражениях, пригодных для точного и быстрого анализа.

Численные методы, такие как МКЭ, обеспечивают высокую точность, но требуют значительных вычислительных ресурсов и времени на составление расчётной модели, что делает их менее пригодными для задач, требующих быстрого анализа [77].

Имея рассчитанное распределение магнитного поля в объёме машины, момент можно вычислить двумя способами. Первый способ основан на вычислении изменения энергии магнитного поля при повороте ротора.

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \theta},$$

где W – энергия магнитного поля, θ – угол поворота ротора относительно статора.

Альтернативный способ основан на прямом вычислении электромагнитных сил, при этом удобно использовать тензор натяжений Максвелла [80].

Для нахождения момента беспазового двигателя удобно воспользоваться именно тензором натяжений Максвелла [80]. Рассмотрим цилиндрическую поверхность радиуса r с осью, совпадающей с осью двигателя. Выберем r таким образом, чтобы поверхность находилась в воздушном зазоре между магнитами ротора и обмотками статора (см. рисунок 3.12), где этот тонкий зазор находится вблизи окружности, разделяющей кольца с обмотками статора и магнитами.

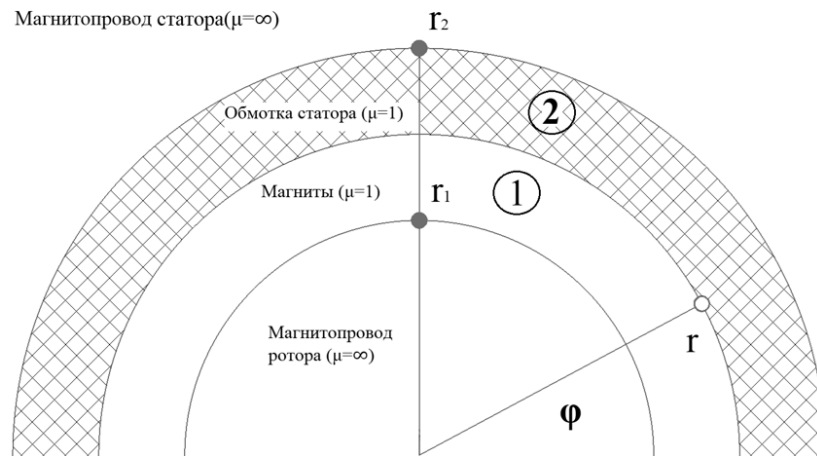


Рисунок 3.12 – Расчётная область

Тангенциальная компонента силы, приложенная к элементу dS данной поверхности, определяется выражением:

$$dF_{\varphi} = \frac{1}{\mu_0} B_{\varphi} B_r dS, \quad (3.30)$$

в котором B_{φ} и B_r – это, соответственно, тангенциальная и радиальная компоненты индукции магнитного поля.

Выражение для момента этой силы относительно оси двигателя представлено ниже:

$$dM = r dF_{\varphi} = \frac{r}{\mu_0} B_{\varphi} B_r dS = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial \varphi} r L d\varphi, \quad (3.31)$$

где L – длина двигателя, A – продольная компонента векторного потенциала.

Стоит отметить, что в аналитической модели магнитного поля, представленной ранее, оно считается плоским и независимым от продольной координаты.

Векторный потенциал магнитного поля в воздушном зазоре можно представить, как суперпозицию потенциалов, создаваемых магнитами ротора и токами в обмотке статора

$$A(r, \varphi) = A_{rt}(r, \varphi) + A_{st}(r, \varphi).$$

Очевидно, что по отдельности поля ротора и статора момента не создают, поэтому в произведении производных от векторных потенциалов, входящем в выражение (3.31), можно оставить только перекрестные слагаемые.

$$dM = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_{st}}{\partial r} \frac{\partial A_{rt}}{\partial \varphi} + \frac{\partial A_{rt}}{\partial r} \frac{\partial A_{st}}{\partial \varphi} \right) r L d\varphi. \quad (3.32)$$

В главе 3 было показано, что векторные потенциалы магнитного поля ротора и статора в воздушном зазоре беспазового двигателя можно представить в виде:

$$\begin{aligned} A_{st}(r, \varphi) &= \sum_{n=1}^{\infty} \left(\tilde{C}_{s_n^S} \sin(n\varphi) + \tilde{C}_{s_n^C} \cos(n\varphi) \right) \left(r^n + \frac{r_1^{2n}}{r^n} \right) \\ A_{rt}(r, \varphi) &= \sum_{n=1}^{\infty} \left(\tilde{C}_{r_n^S} \sin(n\varphi) + \tilde{C}_{r_n^C} \cos(n\varphi) \right) \left(r^n + \frac{r_2^{2n}}{r^n} \right), \end{aligned} \quad (3.33)$$

где r_1 и r_2 - радиусы ярем ротора и статора (см. рисунок 4.1).

Также ранее были получены явные выражения для коэффициентов, входящих в разложение (3.33), для некоторых частных случаев геометрии беспазового двигателя.

После подстановки выражения (3.33) в (3.32) и интегрирования по углу, окончательное выражение для момента можно представить в следующем виде:

$$M = L \frac{2\pi}{\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} n^2 \left(\tilde{C}_{s_n^S} \tilde{C}_{r_n^C} - \tilde{C}_{s_n^C} \tilde{C}_{r_n^S} \right) \left(r_2^{2n} - r_1^{2n} \right). \quad (3.34)$$

Заметим, что полученное выражение для момента не зависит от радиуса цилиндрической поверхности, по которой выполняется интегрирование.

Выражение для момента (3.34) также может быть получено с использованием так называемой потенциальной функции [81]:

$$\Phi(\alpha) = L \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} A_{rt}(r, \varphi - \alpha) j_{st}(r, \varphi) r dr d\varphi, \quad (3.35)$$

где $j_{st}(r, \varphi)$ – это распределение плотности тока в обмотке статора.

В рассматриваемом случае данная функция зависит от одной обобщенной координаты α – угла поворота ротора относительно статора, а момент равен производной по этой координате:

$$M = \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} = - \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} B_r^{rt}(r, \varphi - \alpha) j_{st}(r, \varphi) r^2 dr d\varphi. \quad (3.36)$$

Из выражения (3.36) явно видно, что момент сил, действующих на ротор равен с обратным знаком моменту сил, действующих на обмотку статора со стороны магнитного поля, создаваемого магнитами ротора.

Можно также показать, что потенциальная функция (3.36) представима в следующем виде:

$$\Phi(\alpha) = -L \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \vec{B}_{st}(r, \varphi + \alpha) \vec{M}_{rt}(r, \varphi) r dr d\varphi, \quad (3.37)$$

где $\vec{M}_{rt}(r, \varphi)$ - распределение вектора намагничивания в магнитах ротора.

3.9 Сравнение результатов аналитического расчёта электромагнитного момента и численного моделирования

Для оценки точности расчёта момента, основанного на использовании аналитического выражения (3.34), было проведено численное моделирование электрической машины соответствующей геометрии в программе FEMM, базирующейся на расчёте поля методом конечных элементов. На рисунке 3.13 представлен внешний вид модели электродвигателя и её основные параметры.

Модель состоит из блоков, моделирующих двуслойную обмотку статора с числом пазов на полюс и фазу $q=1/2$, фаза которой состоит из четырёх катушек с числом витков $w_k=5$. Фазный ток I_n составляет $10/\sqrt{2}$ А. Кроме блоков обмотки присутствуют блоки, моделирующие воздушный зазор, ротор с 8-ю магнитами (полюсами). В расчёте принято считать, что ярма ротора и статора обладают бесконечной магнитной проницаемостью, а блоки между ярмами обладают магнитной проницаемостью $\mu=1$. В модели это реализуется с помощью расстановки граничных условий.

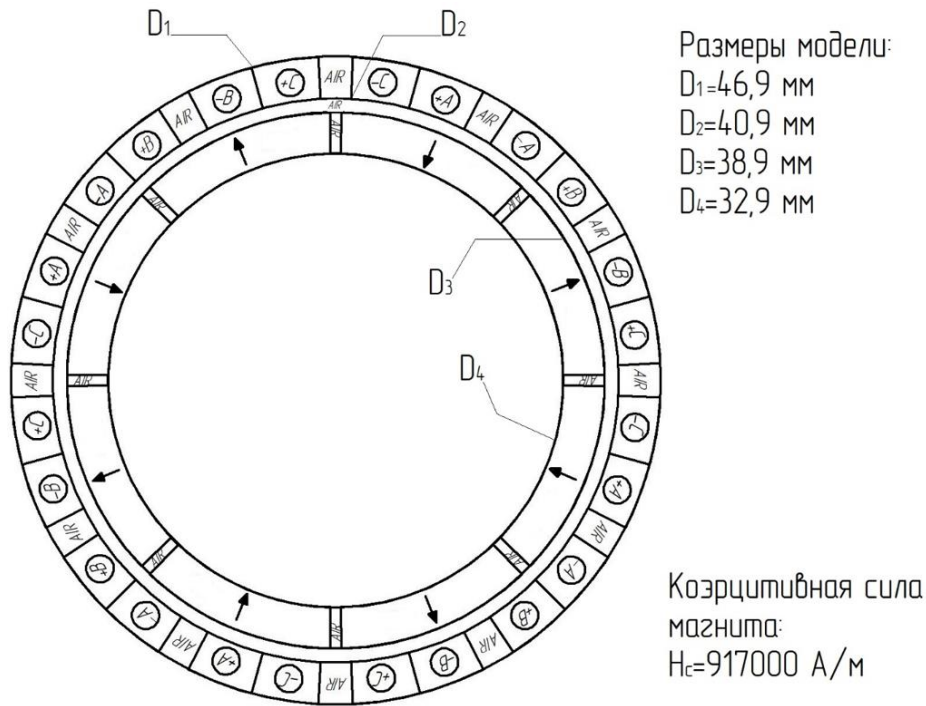


Рисунок 3.13 – Структура и параметры модели для расчёта электромагнитного момента электродвигателя в *FEMM*

Для определения электромагнитного момента в *FEMM* использовался метод средневзвешенного тензора натяжения [82]. Этот метод позволяет учитывать все возможные замкнутые контуры обхода вокруг выделенных блоков, что делает его одним из наиболее точных на сегодняшний день. Интеграл по тензору натяжения рассчитывается автоматически по конечно-элементной сетке, обеспечивая высокую достоверность результатов.

Для сравнения двух методов вычисления момента в обоих случаях рассчитывалась зависимость величины момента от угла поворота ротора, и сравнивались полученные угловые характеристики. На рисунке 3.14 приведено сравнение угловых характеристик, полученных разными методами [80,84].

Чёрной сплошной линией обозначен электромагнитный момент, рассчитанный с помощью предложенного аналитического метода, а чёрными круглыми маркерами обозначен электромагнитный момент, посчитанный при помощи *FEMM*.

Сравнивая полученные угловые характеристики, можно видеть, что они имеют высокую степень схожести, максимальная разница между угловой характеристикой, полученной аналитическим методом и эталонной – полученной в FEMM, составляет не более 0.4 % от величины максимального момента, что говорит о высокой степени точности предложенного метода расчёта распределения электромагнитного поля и электромагнитного момента, а также о его пригодности для инженерных расчётов беспазовых электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов.

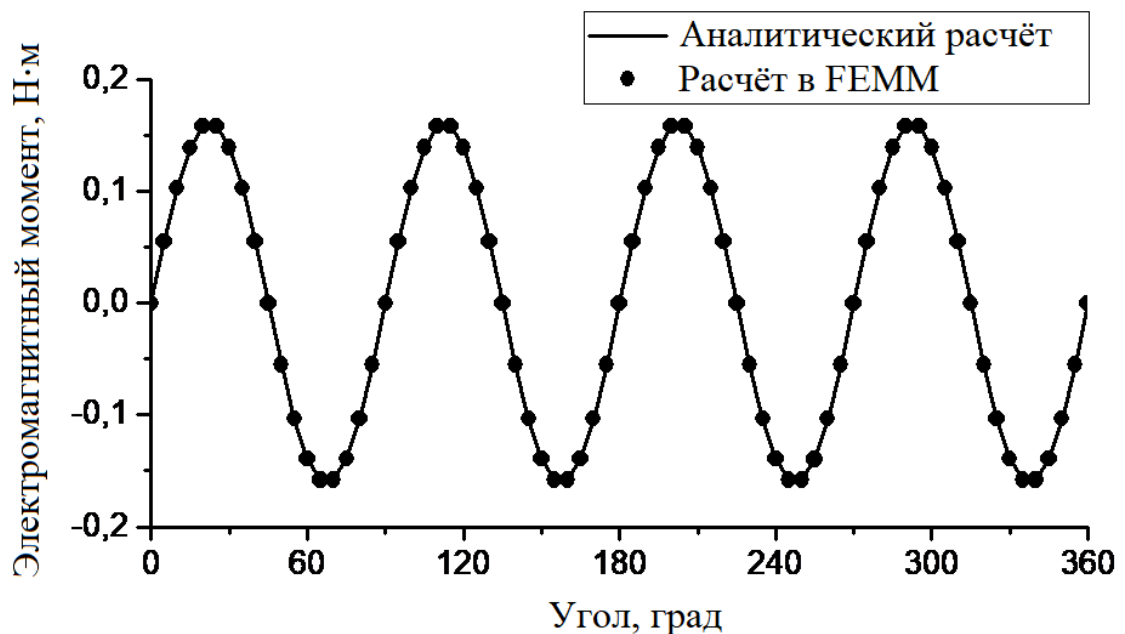


Рисунок 3.14 – Сравнение угловых характеристик, рассчитанных аналитическим методом и в FEMM

Следует заметить, что полученные результаты справедливы для электрических машин с любым значением дробности q ($1/2$, $2/5$, $3/8$ и т.д.). В связи с этим, важным является то, что метод требует минимального числа исходных данных (геометрия, число витков, ток), не требует построения сетки или задания сложных граничных условий.

3.10 Сравнение результатов аналитического расчёта и численного моделирования для БЭМПМ на примере задачи параметрического анализа и выбора рациональных параметров электродвигателя

Для демонстрации пригодности методики расчёта электромагнитного момента, базирующегося на аналитическом расчёте магнитного поля, а также возможности применения данного метода для беспазовых электродвигателей с разными геометрическими размерами, с разной полюсностью и обмоточными данными, в качестве примера, была решена задача параметрического анализа и выбора рациональных параметров электродвигателя.

Задача заключается в том, чтобы внутри заданных внешних габаритов беспазового электродвигателя определить рациональные значения полюсности, дробности q обмотки и толщины магнитов ротора. Критерием выбора при сравнении вариантов является достигаемый электромагнитный момент.

Исходные данные для сравнения:

- 1) Внутренний диаметр ярма статора D_a не более 47 мм;
- 2) Внутренний диаметр статора D – не более 41 мм;
- 3) Внутренний диаметр ротора D_r не менее 12 мм;

Однако, следует отметить, что корректное сравнение электродвигателей по величине максимального развиваемого момента можно производить только при тождественном тепловом состоянии (равенстве температур основных частей двигателя). В любом ином случае сравнение нельзя считать объективным.

В рассматриваемой задаче, в виду наличия чётко обозначенных габаритных ограничений, можно считать, что на тепловое состояние электродвигателя будут влиять лишь потери в обмотке статора. Так как конструкция корпуса электродвигателя не будет зависеть от его полюсности и схемы обмотки, а потерями в роторе можно пренебречь в виду незначительности их величины относительно общего уровня потерь в электродвигателе.

Таким образом, чтобы в сравниваемых электродвигателях считать тепловое состояние идентичным, необходимо рассматривать конфигурации электродвигателей, у которых соблюдено равенство линейных нагрузок статора, а также ярмо статора имеет одинаковую конструкцию.

Для упрощения данной задачи предлагается рассмотреть такие варианты полюсности и схем обмоток, у которых статор будет иметь абсолютно одинаковую конструкцию. В таком случае в любой из сравниваемых конфигураций можно будет считать тепловое состояние идентичным.

Примером такой конструкции статора может служить статор на 12 катушек. Рассмотрим таблицу 3.1, в которой приведены исходные данные для сравнения электродвигателей.

Как показано в таблице 3.1, при одинаковых статорах, для сравнения доступно 4 конфигурации, отличающихся между собой лишь длиной межкатушечных переходов, потерями в которых можно так же пренебречь, и полюсностью ротора.

Таблица 3.1 – Сравнение конфигураций электродвигателя

Число пазов на полюс и фазу q обмотки	Число пар полюсов p ротора	Номер n рабочей гармоники	Число элементарных машин	Число витков в катушке W_k	Амплитудное значение силы тока, А	Соотношение Z_1/p
2/5	5	5	1	5	10	12/10
1/2	4	4	4	5	10	12/8
2/7	7	7	1	5	10	12/14
1/4	8	8	4	5	10	12/16

От полюсности ротора будет зависеть размер постоянных магнитов, а, следовательно, и объём используемого магнитного материала, который влияет на индуцируемое поле возбуждения. Т.е. для корректности сравнения следует задаться равным объёмом магнитного материала при разной полюсности роторов. В таком случае, для равенства объёма используемого магнитного материала следует задаться коэффициентом полюсного перекрытия равным 1.

Величина максимального развиваемого электромагнитного момента была рассчитана при помощи предложенного выражения, основанного на аналитической модели расчёта электромагнитного поля. Также для релевантности результатов были составлены и рассчитаны модели сравниваемых электродвигателей в FEMM, результаты расчётов в котором примем за эталонные. Результаты расчётов обоими методами представлены в таблице 3.2.

Анализировать данные, представленные в таблице 3.2, проще в графическом виде. Зависимость развиваемого электромагнитного момента от числа q обмотки, рассчитанного аналитической методикой и при помощи метода конечных элементов в FEMM, представлена на рисунке 3.15.

Таблица 3.2 – Результаты расчётов

Число пазов на полюс и фазу q обмотки	Момент, рассчитанный аналитически	Момент, рассчитанный в FEMM	Величина ошибки, %
2/5	0.175	0.175	0
1/2	0.163	0.170	4,1
2/7	0.17	0.171	0,6
1/4	0.156	0.159	1,9

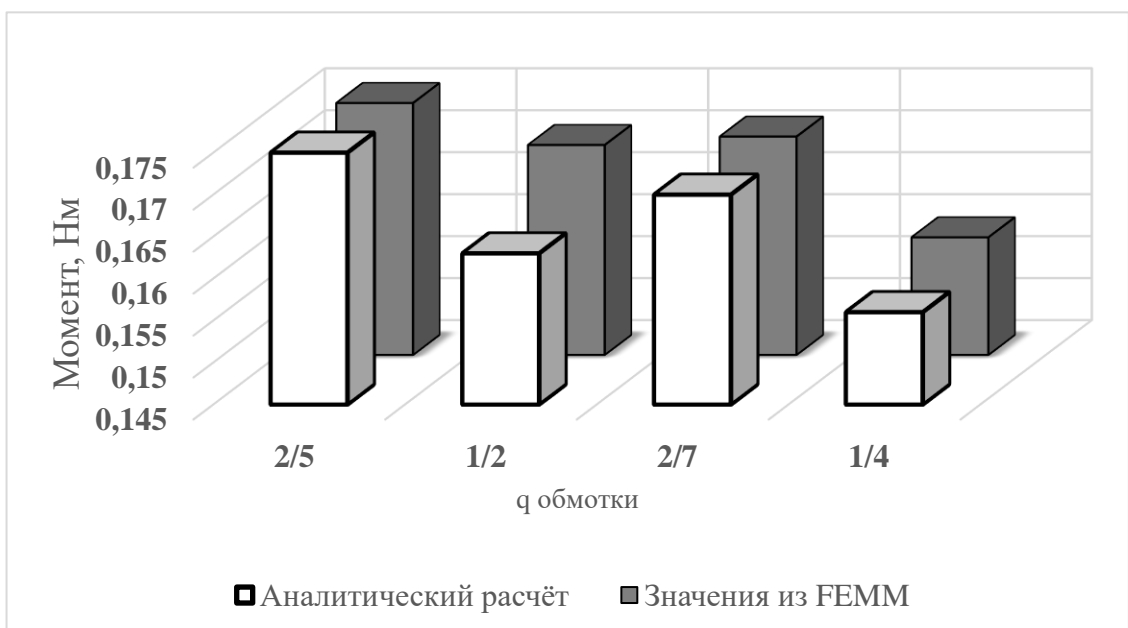


Рисунок 3.15 – Зависимость развиваемого электромагнитного момента от числа q обмотки

Сравнивая результаты расчётов из таблицы 3.2 и диаграммы на рисунке 3.15, можно утверждать, что величина ошибки вычисления электромагнитного момента при помощи аналитической методики, относительно расчётов методом конечных элементов в FEMM, составляет не более 4.1 %, что является приемлемой величиной. Особенно, если предполагается, что аналитически производится первая итерация расчёта.

Что касается выполнения задачи расчёта по оптимизации конструкции, то по таблице 3.2 видно, что наибольший момент электродвигатель способен развивать с обмоткой $q=2/5$, которую применим в модели для последующей оптимизации размеров.

Аналитическая модель расчёта электромагнитного поля, используемая как основа для вычисления момента по предложенной методике, позволяет с лёгкостью произвести перебор толщин магнитов, с целью выявления наиболее оптимального варианта. Согласно рисунку 3.6, толщина магнита – это разница между r_m и r_l . Таким образом, зафиксировав величину $r_m = 39$ мм (учитывая величину физического воздушного зазора между ротором и статором $\delta = 1$ мм), будем менять величину r_l для рассмотрения влияния толщины магнита на развиваемый электромагнитный момент и выбора оптимальной толщины. Результаты расчётов представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Результаты расчётов

Диаметр ротора по поверхности магнитов r_m , мм	Диаметр ярма магнитопровода ротора по внутренней поверхности магнитов r_l , мм	Толщина магнита, мм	Момент, рассчитанный аналитически	Момент, рассчитанный в FEMM
39	37	1	0,094	0,097
	35	2	0,146	0,149
	33	3	0,175	0,177
	31	4	0,192	0,193
	29	5	0,201	0,202
	27	6	0,205	0,205
	25	7	0,208	0,210

Анализировать данные, представленные в таблице 3.3, проще в графическом виде. Зависимость развиваемого электромагнитного момента от толщины магнита на рисунке 3.16.

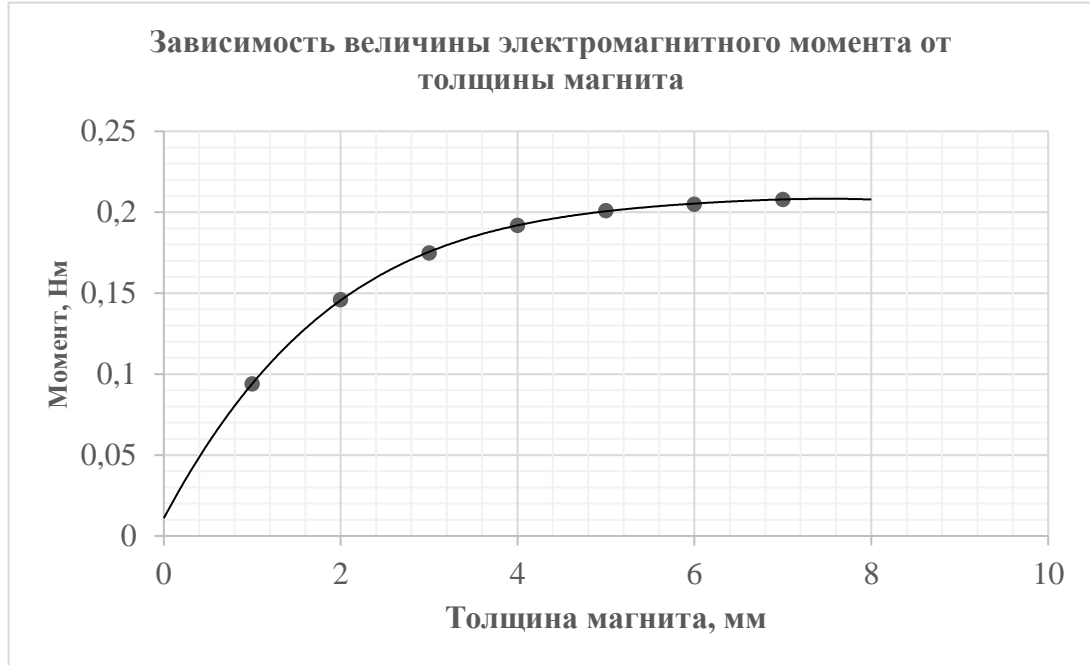


Рисунок 3.16 – Зависимость развиваемого электромагнитного момента от толщины магнита

Анализируя данные из таблицы 3.3 и зависимость на рисунке 3.16, можно сказать, что величина развиваемого электромагнитного момента пропорциональна толщине магнита. Однако, величина приращения момента с увеличением толщины магнита становится меньше. При толщине магнитов свыше 4 мм прирост электромагнитного момента становится малозначительным. И при решении задачи реального проектирования электродвигателя – толщину магнитов равную 4 мм можно назвать оптимальной.

Как было показано выше, задача оптимизации конструкции беспазового электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов по критерию величины максимально развиваемого электромагнитного момента может решаться как методом численного моделирования методом конечных элементов, так и при помощи предложенной аналитической методики. Оба варианта расчёта обладают

приемлемой точностью. Однако расчёт при помощи аналитической методики требует гораздо меньше времени на сам расчёт и построение модели и совсем не требовательна к мощности вычислительной машины. Весь процесс расчёта сводится к перебору необходимой величины. В то время как моделирование в *FEMM*, например, при решении задачи оптимизации конструкции, представленной выше, потребовало времени на построение и расчёт нескольких моделей.

Выводы по главе 3

1. Представлена модель для расчёта поля в воздушном зазоре с использованием функции Грина, позволяющая учитывать геометрические размеры источников — постоянных магнитов ротора и катушечных обмоток статора.

2. Получены аналитические выражения для векторного потенциала и компонент магнитной индукции как для отдельных источников, так и для суммарного поля.

3. Проведено сравнение результатов аналитического расчёта магнитного поля с данными численного моделирования (FEMM), подтверждающее высокую точность предложенной модели. Продемонстрировано, что максимальная разница между аналитическим и численным решением не превышает 7% для радиальной и 13% для азимутальной компоненты магнитного поля.

4. Представлен вывод аналитического выражения для расчёта электромагнитного момента в беспазовом синхронном двигателе с возбуждением от постоянных магнитов и дробной катушечной обмоткой. Вывод основывается на применении тензора натяжений Максвелла и использует ранее рассчитанное распределение магнитного поля.

5. Проведена верификация аналитической модели путём сравнения результатов расчёта момента с данными численного моделирования методом конечных элементов в программе FEMM. Установлено, что максимальная относительная погрешность не превышает 0,4 % по амплитуде среднего момента и соответствует графикам угловой характеристики $M(\theta)$.

6. Приемлемая точность расчётов продемонстрирована момента при различных значениях дробного коэффициента q .

ГЛАВА 4 РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАКЕТНОГО ОБРАЗЦА БЭМППМ

4.1 Конструкция макетного образца беспазового электродвигателя

Для верификации результатов расчётов по предложенному аналитическому выражению для электромагнитного момента, которое следует из предложенного аналитического способа расчёта электромагнитного поля, был изготовлен макетный образец электродвигателя, геометрией активной зоны повторяющий численную модель (с рисунка 3.13). И далее с ним были проведены экспериментальные исследования.

Ротор, имеющий 8-полюсную конструкцию с радиальными магнитами марки N35 толщиной 3 мм, конструктивно полностью соответствует ротору аналитической модели.

Обмотка статора с дробностью $q < 1$ под данную полюсность ротора может быть выполнена с $q=1/2$ (4 элементарные машины) и с $q=3/8$ (2 элементарные машины). В первом случае необходимо будет изготовить 12 катушек статора, а во втором 18. В габаритах разрабатываемой машины рациональным выбором видится обмотка с $q=1/2$, в виду меньшей сложности укладки. Также она обеспечивает достаточно низкое влияние высших гармоник на форму МДС в воздушном зазоре, которое, по сути является единственной причиной пульсаций электромагнитного момента в беспазовых электродвигателях. По всем вышеперечисленным причинам для расчётной модели и для макетного образца была выбрана обмотка с $q=1/2$.

Как было отмечено в главе 1, в БЭМППМ обмотка может крепиться к ярму различными способами, например, приклеиванием с применением смол. Такой способ хорош тем, что в процессе укладки обмотки по ярму можно попутно формовать её, а также тем, что как правило, заливочный состав обладает высоким, по сравнению с воздухом, коэффициентом теплопроводности. Однако процесс заливки, как и подбор заливочного состава — это отдельный сложный технологический процесс.

Как простая альтернатива вышеописанного способа для макетного образца может рассматриваться крепление обмоток на каркас из немагнитного материала таких как ABS пластик. Данный способ крепления хорош тем, что более прост технологически, позволяет производить неоднократную намотку, а также на каркасе можно выдержать, примерно, одинаковые размеры катушек в процессе укладки обмотки, что обеспечивает равномерное распределение магнитного поля в воздушном зазоре.

В разрабатываемом макете электродвигателя был выбран вариант с каркасом из немагнитного материала (рисунок 4.1-4.2). Таким образом, оптимизации требует толщина ярма статора. Размеры каркаса были выбраны в соответствии с размерами модели электродвигателя с рисунка 4.4.



Рисунок 4.1 – Внешний вид статора необмотанного



Рисунок 4.2 – Внешний вид статора необмотанного

От размеров ярма статора зависит равномерность распределения магнитного поля в электродвигателе, его достаточная толщина предотвращает перенасыщения в магнитной цепи. На рисунке 4.3 изображена зависимость максимума индукции в ярме статора от его толщины. Согласно рекомендациям, индукция в ярме асинхронных двигателей общего назначения обычно составляет 1.5-1.6 Тл, для высокоскоростных специальных двигателей это значение принято несколько занижать 1.3-1.4 Тл для уменьшения потерь. В случае с беспазовым электродвигателем имеет смысл также задаваться значениями, присущими высокоскоростным электродвигателям. Как видно из зависимости на рисунке 4.3, подходящим значением толщины ярма статора можно считать 2 мм и более. Для разрабатываемого электродвигателя была принята толщина ярма 2.5 мм для повышения конструкционной прочности. Данная толщина обеспечит приемлемый уровень индукции и достаточную прочность ярма. Эскиз с основными размерами ярма статора с немагнитным каркасом изображён на рисунке 4.4.

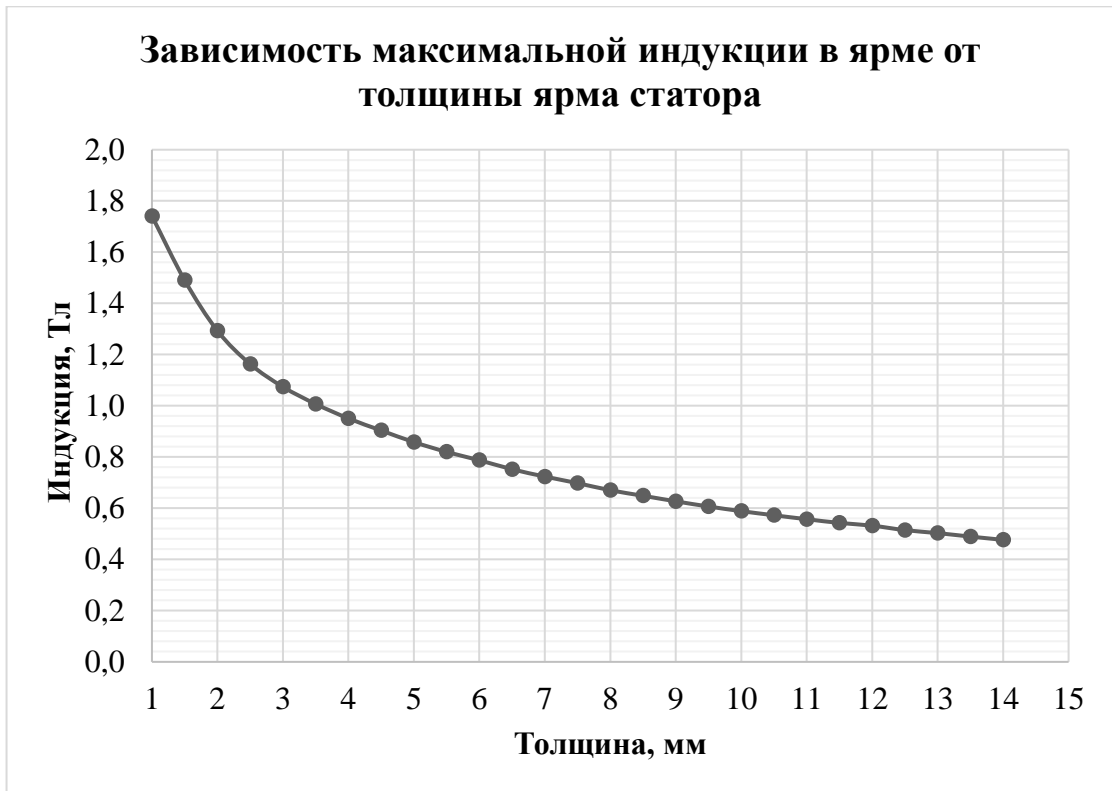


Рисунок 4.3 – Зависимость максимальной индукции в ярме от толщины ярма статора

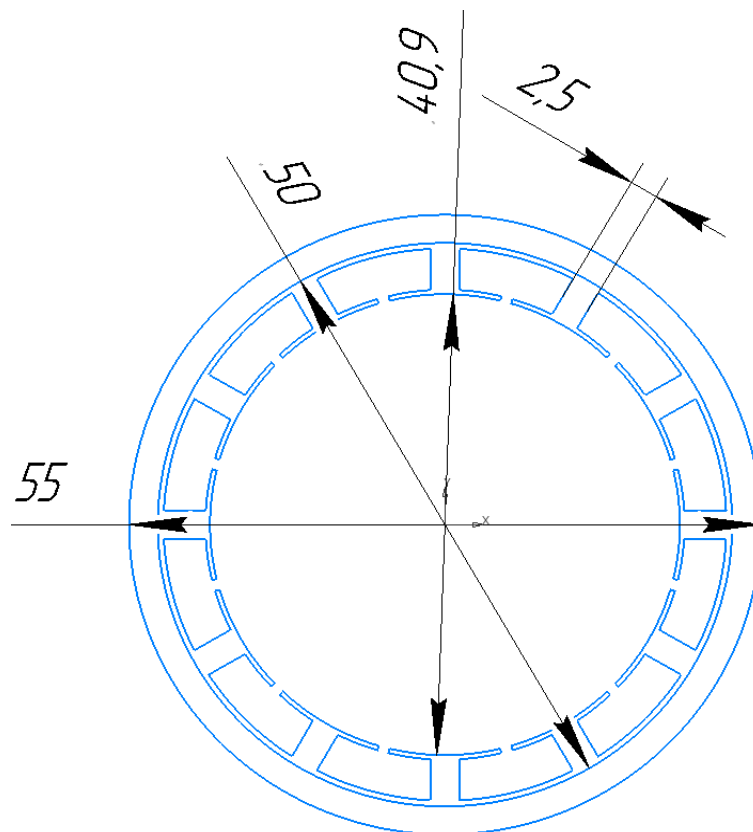


Рисунок 4.4 – Основные размеры статора

Так как БЭМПМ синхронная электрическая машина переменного тока, то ярмо (магнитопровод) следует изготавливать из листов шихтованной электротехнической стали. Для скрепления листов друг с другом в единое ярмо предлагается склеивать заготовки листов между собой при помощи высокотемпературного клея БФР-2К. Далее на станке электроэрозионной резки из склеенной заготовки вырезается ярмо нужной формы. Такая технология обеспечит достаточную механическую прочность ярма статора, высокую точность изготовления детали без дополнительной механической обработки, а также, относительно, небольшой уровень потерь, вызванных вихревыми токами Фуко.

Обмоточные данные электродвигателя:

- 1) $W_k=5$;
- 2) $n_{эл}=10$;
- 3) $d_{пр}=0.315$.

Число витков катушек в опытном образце соответствует числу витков в расчётной модели (рисунок 3.13). Количество элементарных проводников было подобрано опытно-экспериментальным путём. Внешний вид обмотанного статора изображён на рисунках 4.5-4.6.



Рисунок 4.5 – Статор обмотанный



Рисунок 4.6 – Статор обмотанный

Корпусные элементы, такие как: станина, подшипниковые щиты, были так же изготовлены из пластика, такими, чтобы обеспечить требуемый конструктивный воздушный зазор между ротором и статором электродвигателя. Внешний вид собранного макета электродвигателя представлен на рисунке 4.7.

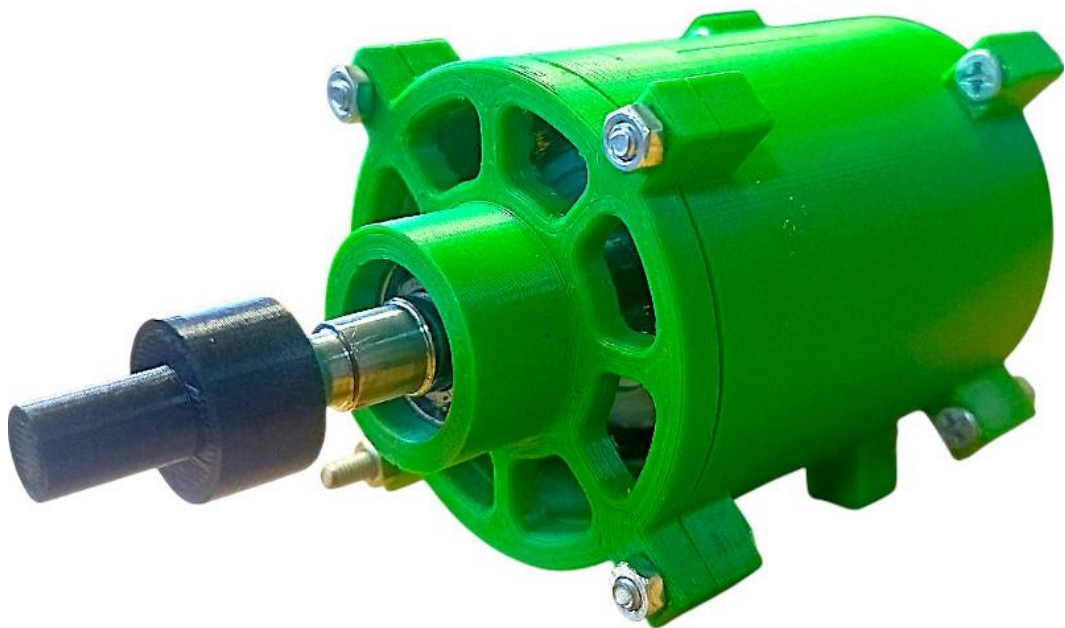


Рисунок 4.7 – Макетный образец электродвигателя в сборе

4.2 Испытания макетного образца

Испытания макетного образца беспазового электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов были проведены в лаборатории кафедры Электромеханики Новосибирского Государственного Технического Университета 05.02.2025 г.

Цель испытаний: проверка и оценка характеристик макетного образца электродвигателя, сравнение полученных характеристик с расчетными.

Объектом испытаний является макетный образец беспазового электродвигателя с постоянными магнитами.

По принципу действия электродвигатель является электрической синхронной трехфазной машиной с системой возбуждения от постоянных магнитов.

4.2.1 Измерение момента на валу электродвигателя при питании обмоток статора постоянным током

Измерение проводится при питании обмотки статора от источника постоянного тока. В ходе испытания запитываются все три фазы обмотки статора таким образом, что в одной фазе протекает ток одной величины, в двух других – вдвое меньший, что соответствует определенному моменту времени симметричной трехфазной системы токов. Схема соединения обмоток статора представлена на рисунке 4.8. В ходе испытания измеряется момент, создаваемый на валу электродвигателя. Испытание проводится путем плавного проворачивания вала электродвигателя до достижения максимального момента при данной величине тока обмотки статора. В ходе обработки результатов испытания постоянный ток приводится к переменному, и строится зависимость момента на валу от тока, приведенного к переменному.

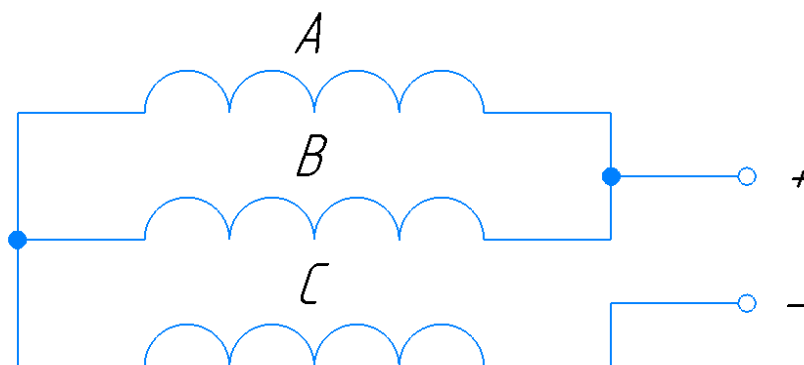


Рисунок 4.8 – Схема соединения обмоток статора для измерения момента на валу электродвигателя при питании обмоток статора постоянным током

Структурная схема испытательной установки приведена на рисунке 4.9.
Условные обозначения на рисунке 4.9:

- ИТ – источник тока;
- ЭД – испытуемый электродвигатель;
- ДМС – датчик момента и скорости.

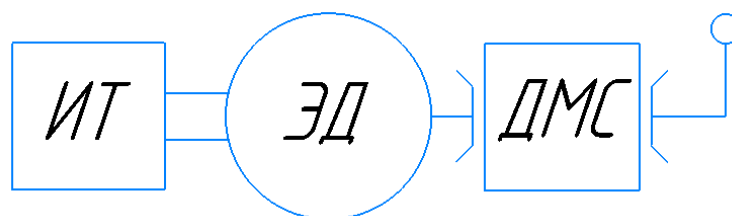


Рисунок 4.9 – Структурная схема испытательной установки для измерения момента на валу электродвигателя при питании обмоток статора постоянным током

При проведении испытания согласно схеме, приведенной на рисунке 4.10, величина протекающего тока определяется с помощью встроенных средств источника тока. При необходимости в электрическую цепь может быть включен амперметр постоянного тока соответствующего номинала, как показано на рисунке 4.10.

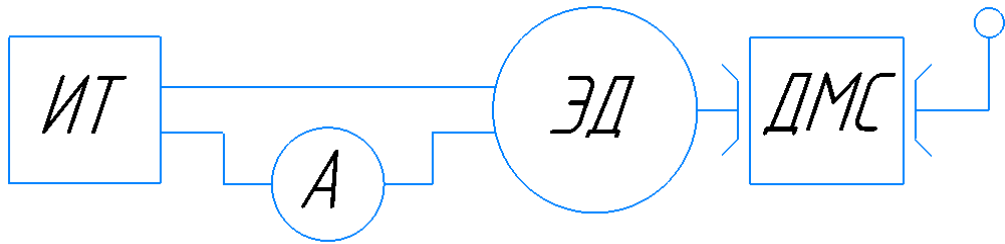


Рисунок 4.10 – Структурная схема испытательной установки для измерения момента на валу электродвигателя при питании обмоток статора постоянным током с использованием амперметра постоянного тока

Измерение момента в данном опыте производилось с помощью датчика момента *Magtrol TM304/011* с пределом измерений 1 Н·м.

Внешний вид экспериментальной сборки представлен на рисунках 4.11-4.12.

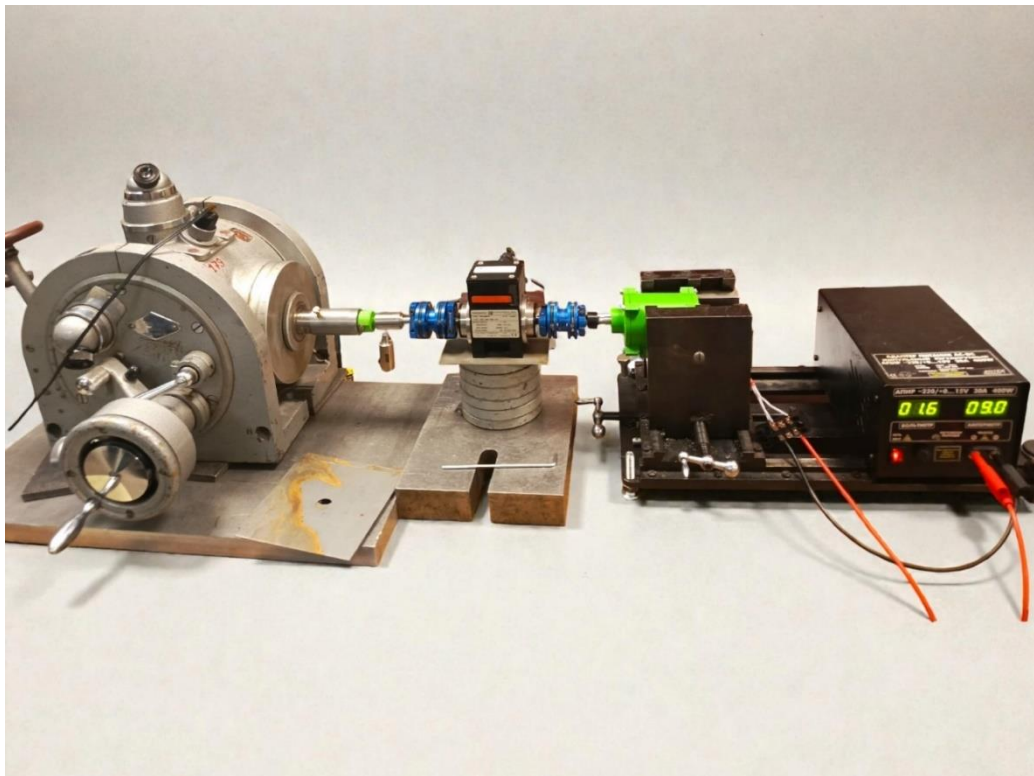


Рисунок 4.11 – Экспериментальная сборка для измерения момента

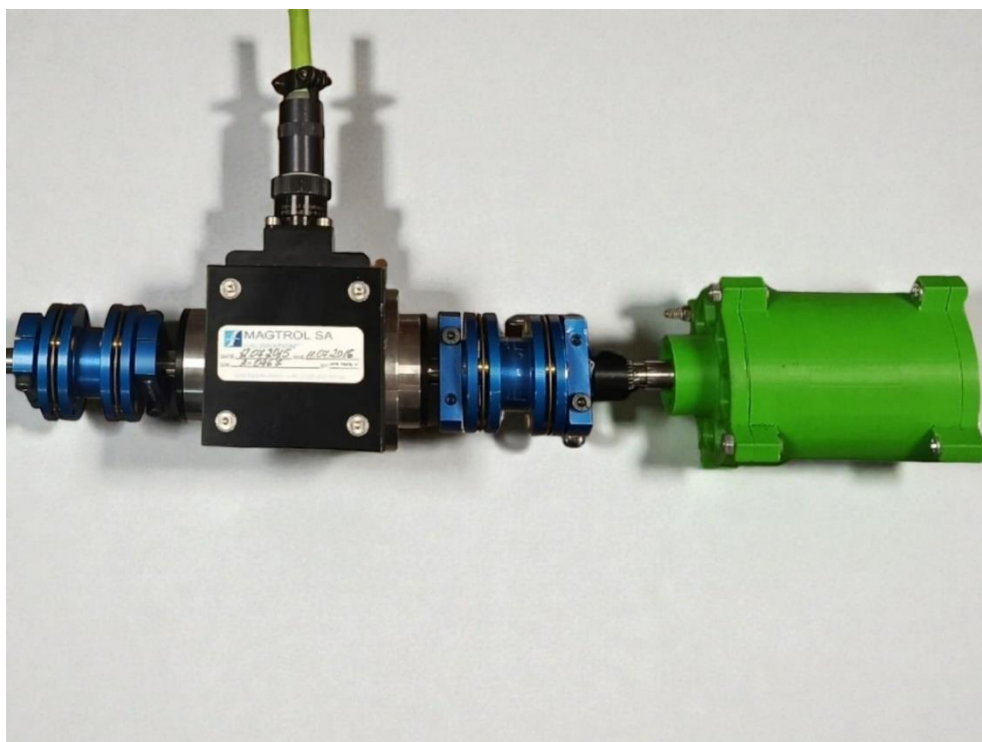


Рисунок 4.12 – Сопряжение электродвигателя и датчика момента через тарельчатые муфты

Результаты эксперимента по измерению момента при питании постоянным током представлены в таблице 4.1 и на рисунке 4.13.

Таблица 4.1 – Результаты измерения момента при питании постоянным током

Постоянный ток, А	Ток, приведенный к переменному, А	Момент, мН·м
0	0,0	2
1	0,7	27
2	1,4	42
3	2,1	54
4	2,8	69
5	3,5	82
6	4,2	97
7	4,9	114
8	5,7	129
9	6,4	144
10	7,1	159
11	7,8	174
12	8,5	185

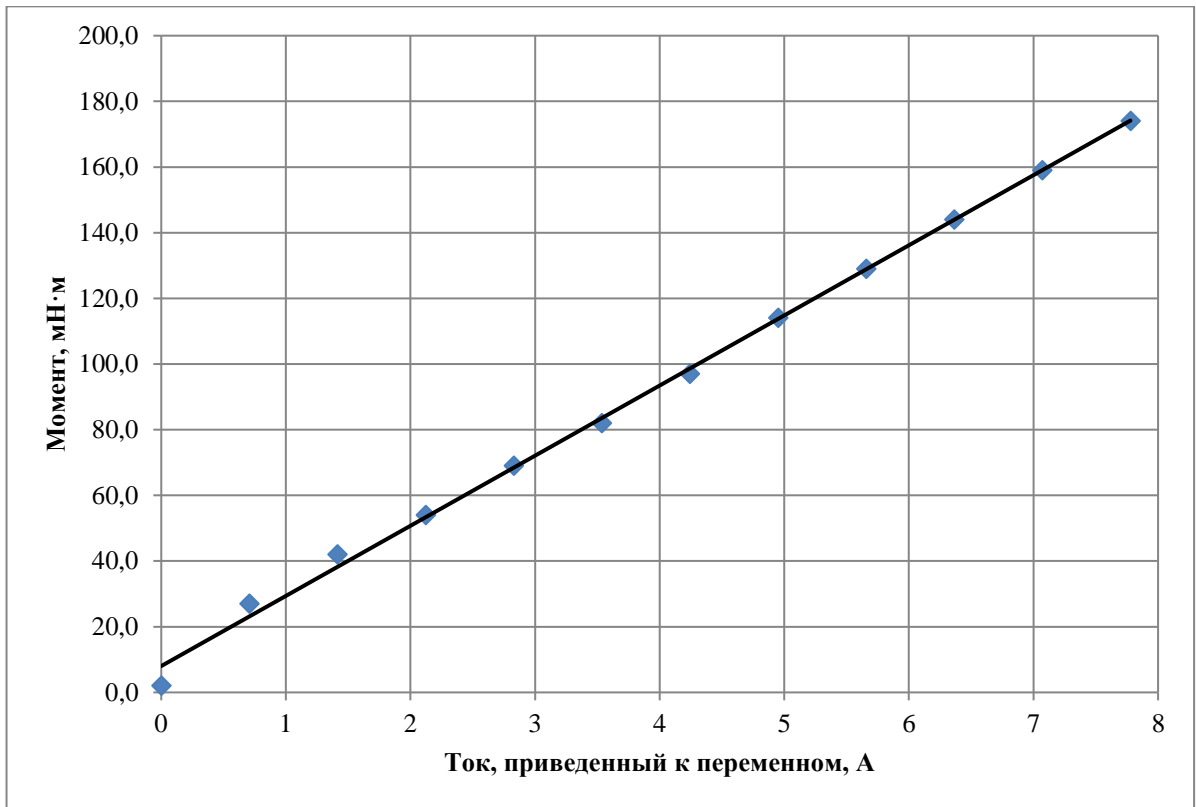


Рисунок 4.13 – Зависимость момента от тока статора

Для оценки сходимости результатов экспериментального исследования с расчётными аналитической и численной моделями рассчитаем подобные зависимости и для них. Результаты расчётов электромагнитного момента в зависимости от силы тока представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Сравнение результатов расчёта и эксперимента

Постоянный ток, А	Ток, приведенный к переменному, А	Момент, рассчитанный при помощи аналитической модели, мН·м	Момент, рассчитанный при помощи модели в <i>FEMM</i> , мН·м
0	0,0	0	0
1	0,7	16	16
2	1,4	32	33
3	2,1	48	49
4	2,8	64	65
5	3,5	80	82
6	4,2	97	98
7	4,9	113	115
8	5,7	129	131

Продолжение таблицы 4.2

9	6,4	145	148
10	7,1	161	164
11	7,8	177	180
12	8,5	193	197

Как видно по расчётным значениям электромагнитного момента из таблицы 4.2, разница в результатах расчёта оговоренными выше методами не превышает 2%.

Сравним эти результаты с результатом измерений момента в ходе экспериментального эксперимента. Для большей наглядности в разнице величин электромагнитного момента обратимся к рисунку 4.14.

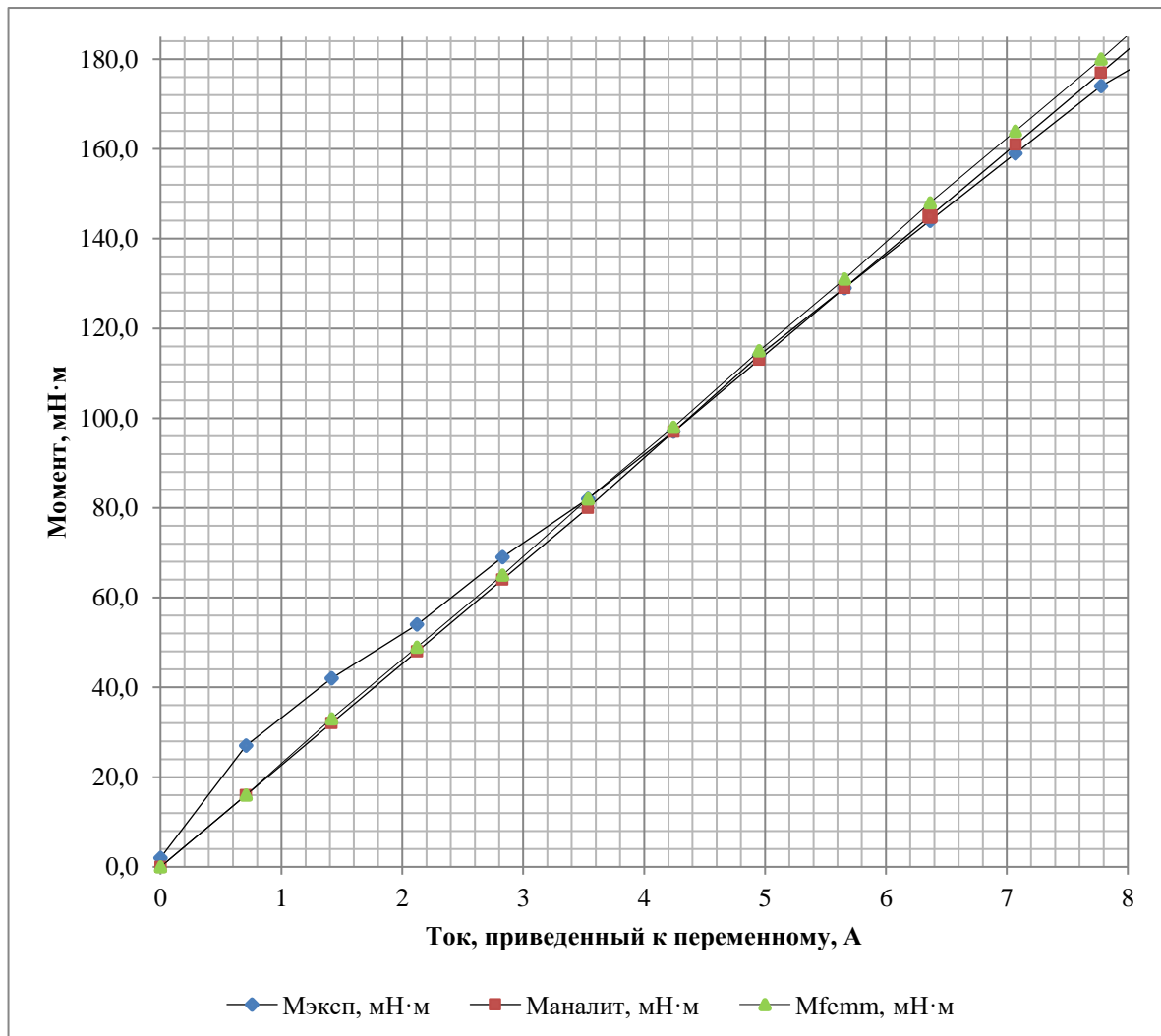


Рисунок 4.14 – Зависимости момента от тока статора. Полученная в ходе прямого эксперимента и расчётные

По полученным точкам на графике видно, что результаты расчётов обоими методами в высокой степени точны и почти совпадают с экспериментальными значениями.

При первых трёх измерениях экспериментальные значения несколько сильнее отличаются от расчётных, чем при последующих измерениях. Это может быть связано с тем, что измерения проводились при помощи датчика момента с пределом измерений 1 Н·м. При небольших значениях момента отношение абсолютной погрешности к измеряемой величине (относительная погрешность) сильно высока, и для более точного снятия характеристик требуется датчик момента с меньшим пределом измерений.

Результаты, полученные аналитическим методом, в некоторых точках имеют даже большую сходимость с экспериментом, чем результаты расчёта момента в FEMM. Это говорит о том, что предлагаемая аналитическая модель расчёта магнитного поля и вытекающие из неё аналитические выражения для расчёта момента достаточно точны и пригодны для проектирования электрических машин с беспазовой конструкцией статора и возбуждением от постоянных магнитов.

4.2.2 Испытание генераторного режима

Испытание генераторного режима проводится при вращении исследуемого электродвигателя гонным двигателем. Испытание проводится в режиме холостого хода при отсутствии нагрузки – выводы обмотки статора разомкнуты. Структурная схема испытательной установки приведена на рисунке 4.15. Условные обозначения на рисунке 4.15:

- СУ ГД - Система управления гонным двигателем;
- ГД - Гонный двигатель;
- ДМС - Датчик момента и скорости;
- ЭД – Испытуемый электродвигатель;
- V – Вольтметр переменного тока.

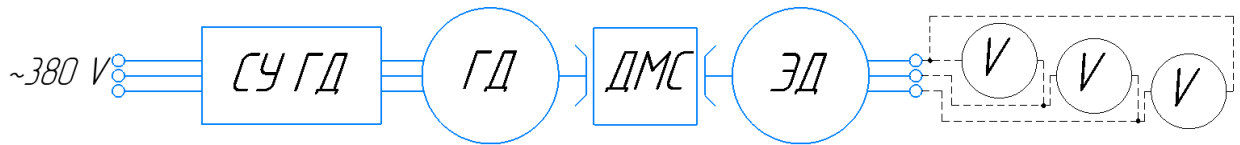


Рисунок 4.15 – Структурная схема испытательной установки генераторного режима

В ходе испытания снимаются линейные напряжения обмотки статора с помощью вольтметра переменного тока, при различной частоте вращения ротора исследуемого электродвигателя, обеспечиваемой гонным двигателем. Допускается измерение напряжения с помощью одного вольтметра, попеременно измеряя напряжения на линейных выводах обмотки. В результате испытания строится график зависимости напряжения от частоты вращения.

Исследование в генераторном режиме проводилось при изменении частоты вращения от 200 до 3000 об/мин. Результаты представлены в таблице 4.3 и на рисунке 4.16.

Таблица 4.3 – Результаты измерений ЭДС

п, об/мин	Ел, В
200	0,2
401	0,5
599	0,7
800	1,0
1000	1,2
1200	1,5
1400	1,7
1600	1,9
1800	2,2
2000	2,4
2200	2,7
2400	2,9
2600	3,1
2800	3,4
3000	3,7

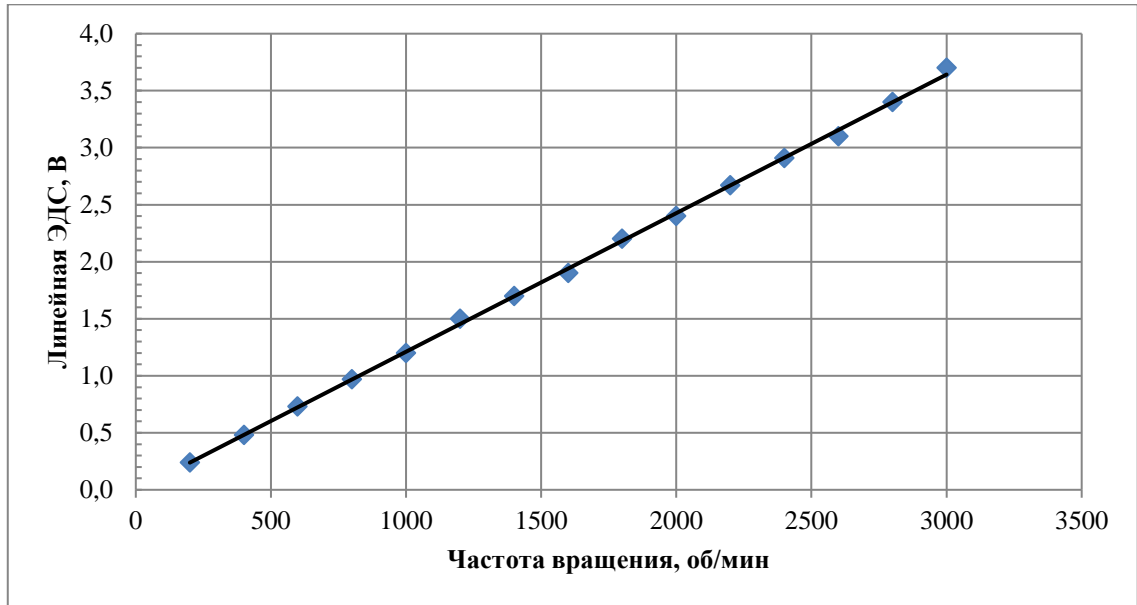


Рисунок 4.16 – Зависимость линейной ЭДС от частоты вращения в генераторном режиме

Предложенный в работе аналитический метод для расчёта БЭМПМ не позволяет вычислить ЭДС электродвигателя. Но результаты эксперимента можно также сравнить с результатами численного расчёта. Программный пакет Ansys Motor-CAD, который также, как FEMM, базируется на расчёте магнитного поля методом конечных элементов позволяет, в том числе, вычислить ЭДС электродвигателя. Модель исследуемого электродвигателя в Ansys Motor-CAD и полученное распределение магнитного поля представлены на рисунке 4.17.

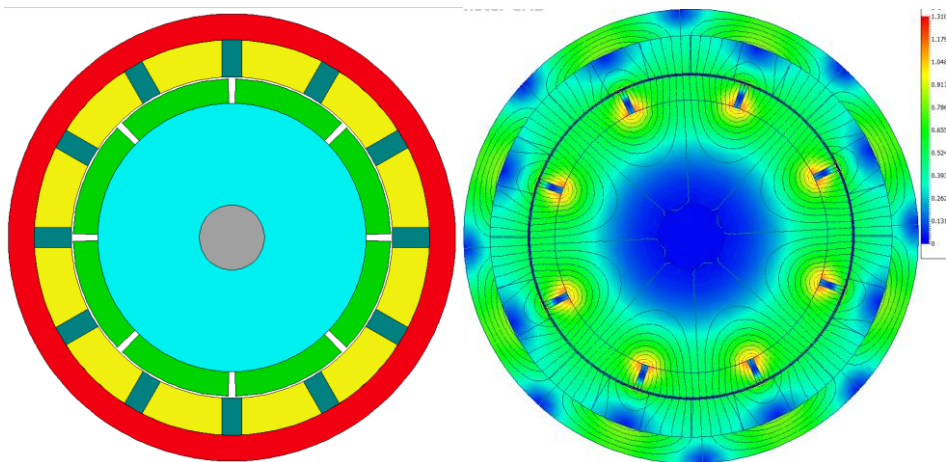


Рисунок 4.17 – Модель электродвигателя и результат расчёта поля исследуемого двигателя в Ansys Motor-CAD

При помощи Ansys Motor-CAD была получена зависимость, как в эксперименте генераторного режима. Результаты расчёта представлены в таблице 4.4. Сравнение результатов эксперимента и расчёта представлены на рисунке 4.18.

Величины ЭДС, полученные с помощью Ansys Motor-CAD и в ходе эксперимента, как и в случае с электромагнитным моментом, близки друг к другу. Величина ошибки составляет, примерно, 4.5%, что укладывается в допустимый диапазон инженерной погрешности при проектировании электродвигателей. А также в очередной раз показано, что численные методы расчёта можно считать достаточно точными, чтобы принимать их за эталонные при сравнении с результатами аналитического расчёта.

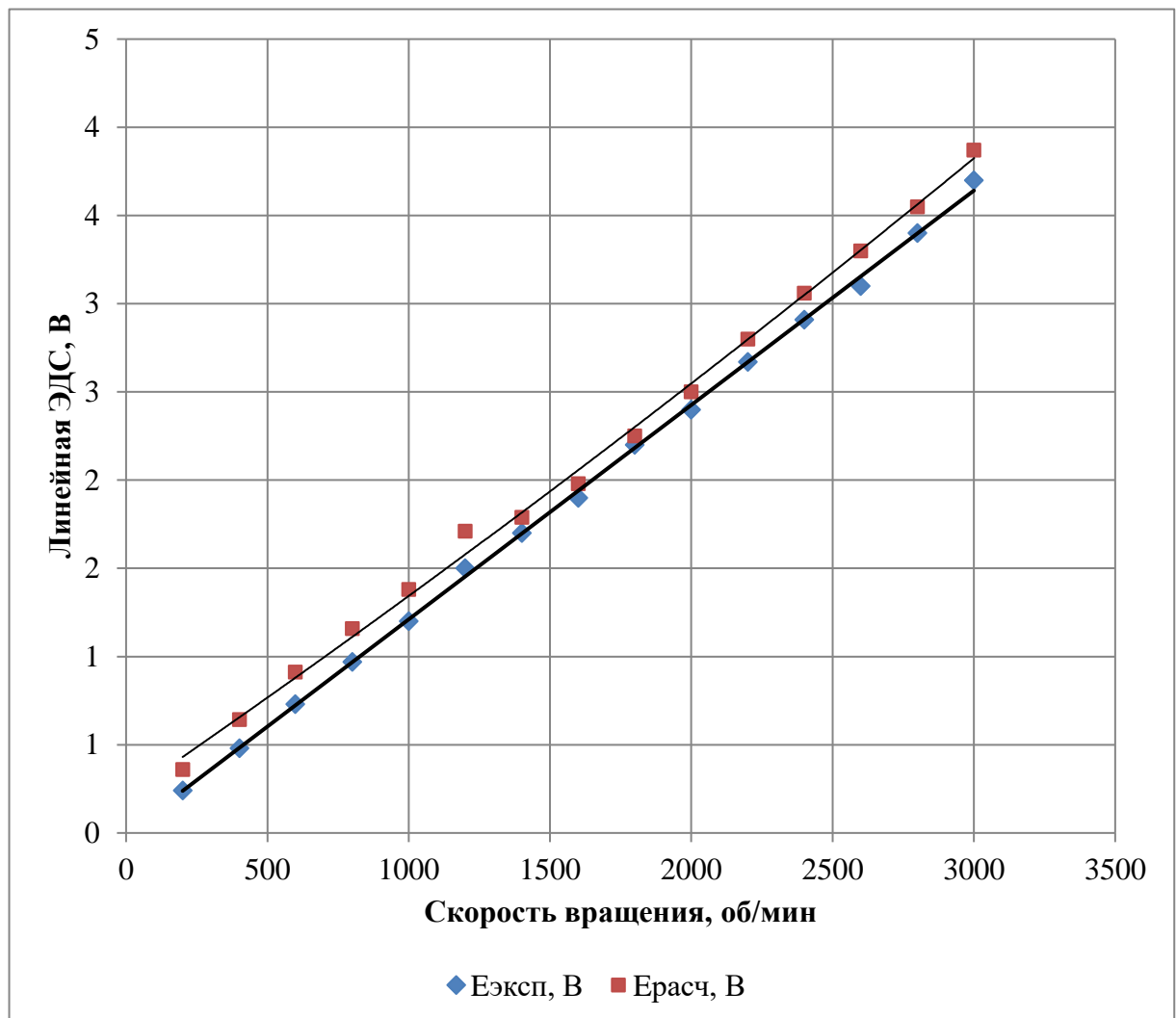


Рисунок – 4.18 – Зависимость линейной ЭДС от частоты вращения в генераторном режиме

Таблица 4.4 – Сравнение расчёта и эксперимента

п, об/мин	Еэксп, В	Ерасч, В
200	0,240	0,31
401	0,480	0,593
599	0,730	0,861
800	0,970	1,108
1000	1,200	1,33
1200	1,500	1,66
1400	1,700	1,74
1600	1,900	1,93
1800	2,200	2,2
2000	2,400	2,45
2200	2,670	2,75
2400	2,910	3,01
2600	3,100	3,25
2800	3,400	3,5
3000	3,700	3,82

Выводы по главе 4

1. Разработана и изготовлена конструкция макетного образца беспазовой синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов и дробной катушечной обмоткой $q=1/2$, геометрические размеры активной зоны которой полностью соответствуют расчётной модели, использованной для верификации аналитической методики в главах 4 и 5.

2. Предложена и реализована рациональная технология изготовления статора макетного образца: шихтованное ярмо толщиной 2,5 мм, склеенное высокотемпературным клеем с последующей электроэрозионной вырезкой, и немагнитный каркас из ABS-пластика для точного позиционирования и фиксации катушек обмотки, что обеспечило высокую повторяемость геометрии и равномерность воздушного зазора.

3. Проведены стендовые испытания макетного образца в двух режимах: а) режим короткого замыкания при питании обмоток статора постоянным током с измерением статического электромагнитного момента; б) генераторный режим холостого хода с измерением линейной ЭДС при различных частотах вращения.

4. Экспериментально получена зависимость электромагнитного момента от тока в обмотке статора. Максимальное расхождение экспериментальных данных с результатами расчёта по предложенной аналитической модели составило менее 5 % в области номинальных токов, а с результатами конечно-элементного моделирования в FEMM — менее 3 %, что подтверждает высокую адекватность разработанной аналитической модели реальному физическому объекту.

5. Экспериментально снята зависимость линейной ЭДС от частоты вращения в генераторном режиме. Расхождение с результатами численного моделирования в Ansys Motor-CAD не превысило 4,5 %, что находится в пределах допустимой инженерной погрешности.

6. Проведённые экспериментальные исследования макетного образца полностью подтвердили работоспособность и высокую точность предложенных в диссертации аналитических выражений для расчёта магнитного поля и электромагнитного момента в беспазовых синхронных машинах с дробными катушечными обмотками ($q < 1$). Полученные результаты демонстрируют, что разработанная аналитическая модель может быть использована на стадии проектирования таких машин без обязательного предварительного конечно-элементного моделирования, что существенно сокращает время разработки и требования к вычислительным ресурсам.

7. Изготовленный и испытанный макетный образец может служить базой для дальнейших исследований (изучение теплового режима, оптимизация технологии фиксации обмотки, испытания при различных схемах дробных обмоток $q < 1$) и демонстрационным прототипом для внедрения результатов диссертации в учебный процесс и промышленное проектирование.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В научно-квалификационной работе получены следующие результаты:

1. Выполнен сравнительный анализ синхронных электрических машин с пазовой и беспазовой конструкцией статора, на основании которого определены области наиболее эффективного применения беспазовых синхронных машин с постоянными магнитами. Показано, что их использование наиболее целесообразно в высокоскоростных электроприводах и прецизионных исполнительных механизмах.

2. Проведен гармонический анализ магнитодвижущих сил дробных катушечных обмоток с числом пазов на полюс и фазу $q < 1$ беспазовых синхронных машин. Получены аналитические выражения для гармонического разложения МДС одиночной катушки, фазной зоны и многофазной обмотки, а также систематизированы данные гармонического состава для распространенных конфигураций обмоток (на примере $q = 2/5$ и $q = 3/8$). Выявлены закономерности влияния геометрических параметров катушек на амплитуды рабочих гармоник МДС и условия формирования пульсаций электромагнитного момента. Математически доказано полное отсутствие зубцовой составляющей пульсаций момента, а также показано, что путём взаимного согласования геометрии катушек и ширины полюсов постоянных магнитов ротора общий уровень пульсаций от высших пространственных гармоник снижается до значений менее 1%.

3. Разработан метод аналитического расчёта электромагнитного момента беспазовых синхронных электрических машин с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками. В основу метода положена математическая модель распределения магнитного поля в воздушном зазоре, полученная в аналитическом виде с применением функций Грина, что позволило учесть реальные геометрические размеры источников возбуждения. На основе решений для компонент магнитной индукции с использованием тензора напряжений Максвелла выведено компактное выражение для расчёта электромагнитного

момента. Достоверность метода подтверждена численным моделированием: максимальное расхождение результатов аналитического и конечно-элементного расчётов составило менее 0,4%, что доказывает практическую ценность предложенного подхода для проведения предварительных расчётов на начальных этапах проектирования машин данного класса.

4. Проведены экспериментальные исследования макетного образца беспазовой синхронной электрической машины с постоянными магнитами, подтвердившие достоверность разработанного аналитического метода определения магнитных полей и электромагнитного момента. Подтверждено, что предложенные аналитические зависимости позволяют проводить проектирование беспазовых синхронных машин с обеспечением требуемой достоверности результатов при существенном сокращении временных и вычислительных затрат по сравнению с численным моделированием методом конечных элементов.

Научные результаты работы создают основу для дальнейшего развития теории и практики проектирования беспазовых электромеханических преобразователей по следующим направлениям:

1. Расширение аналитического аппарата: развитие предложенной полевой модели для расчета индуктивностей обмоток, что позволит прогнозировать динамические характеристики и быстродействие приводов.

2. Исследование тепловых режимов: разработка методики теплового расчета для обоснования предельных нагрузочных режимов и обеспечения надежности функционирования системы.

3. Совершенствование технологии производства: разработка методов фиксации обмотки в немагнитном зазоре, обеспечивающих высокую механическую прочность, повторяемость геометрии и эффективный отвод тепла.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- БЭМПМ – беспазовая электрическая машина с возбуждением от постоянных магнитов
- ДЗО – дробно-зубцовые обмотки
- МДС – магнитодвижущая сила
- МКЭ – метод конечных элементов
- ПМ – постоянные магниты
- СДПМ – синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов
- СМПМ – синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов
- ШИМ – широтно-импульсная модуляция
- ЭВМ – электронная вычислительная машина
- ЭДС – электродвижущая сила
- ЭМУР – электромеханический усилитель рулевого управления
- FEA – finite element method analysis (анализ методом конечных элементов)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гейнрих, Г. О. Анализ особенностей беспазовых электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Наука. Технологии. Инновации : Сборник научных трудов XVI Всероссийской научной конференции молодых ученых, Новосибирск, 05–08 декабря 2022 года. Том Часть 5. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2022. – С. 12-16.
2. Бабицкий, Д. Ю. Пульсации момента в машинах с дробными зубцовыми обмотками и постоянными магнитами / Д. Ю. Бабицкий, Д. М. Топорков, Г. О. Гейнрих // Электротехника. – 2024. – № 3. – С. 20-27. – DOI 10.53891/00135860-2024-3-20-27.
3. Гейнрих, Г. О. К выбору сфер применения синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов с беспазовой конструкцией статора / Г. О. Гейнрих, Д. Ю. Бабицкий // Наука. Технологии. Инновации : XVII Всероссийская научная конференция молодых ученых: Сборник научных трудов в 11-ти частях, Новосибирск, 04–08 декабря 2023 года. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2024. – С. 57-60
4. Балагуров, В.А. Электрические машины с постоянными магнитами /В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев, А.Н. Ларионов. - М.: Энергия, 1964. – 480с.
5. Балагуров, В.А. Перспективы развития магнитоэлектрических генераторов с применением высококоэрцитивных постоянных магнитов/ В.А. Балагуров, А.А. Кизарис, В.В. Лохнин// Электричество. – 1977. - №3. - С. 54-58.
6. Балагуров, В.А. Предельная мощность синхронных генераторов с постоянными магнитами/ В.А. Балагуров // Электротехника. – 1983. - №5. - С. 22-24.
7. Балагуров, В.А. Расчет внешних характеристик синхронных генераторов с магнитным возбуждением/ В.А. Балагуров, Э.А. Колодезный// Вестник электропромышленности. – 1961. - №2. - С. 41-44.

8. Балагуров, В.А. Электрические генераторы с постоянными магнитами/ В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев. - М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280с.
9. Галтеев, Ф. Ф. Исследование переходных процессов в синхронных магнитоэлектрических генераторах/ Ф.Ф. Галтеев, В.П. Коробченко // Сб. Устройства электропитания и электропривода малой мощности. - Т. 2 Электрические машины и аппараты. - М: Энергия. – 1970. - С. 34-54.
10. Галтеев, Ф. Ф. К вопросу расчета внешних характеристик синхронных генераторов с постоянными магнитами/Ф. Ф. Галтеев// Научные доклады высшей школы. Электромеханика и автоматика Советская наука. - 1958. - №4. - С. 59-69.
11. Галтеев, Ф.Ф. Учет нелинейности при работе синхронного подмагничиваемого генератора с постоянными магнитами/ Ф.Ф. Галтеев, В.П, Коробченко // Электричество. – 1978. - №4. - С. 23-27.
12. Ледовский, А. Н. Особенности проектирования электрических машин с цилиндрическими постоянными магнитами из сплава SmCo₅ /А. Н. Ледовский// Электричество. - 1981. - №10. - С. 54-58.
13. Ледовский, А. Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами/ А.Н. Ледовский. - М: Энергоатомиздат, 1985. – 168с.
14. J. Danilevich. The Brushless Permanent Magnet Disk Generator for New Generation Power Stations/ J. Danilevich, B. Mironov, I Kruchinina, F. Ivanova // ISEF. Prague, Czech Republic. Sept. 13-15. 2007. P.151.
15. Антипов, В.Н. Анализ и исследование соразмерного ряда синхронных машин как ветрогенераторов в диапазоне частот вращения 75-300 мин-1/ В.Н. Антипов, Я.Б. Данилевич// Электротехника. – 2009. - №1. – С. 27 - 33.
16. Данилевич, Я.Б. Минитурбогенератор 200 кВт с возбуждением на постоянных магнитах Nd-Fe-B/ Я.Б. Данилевич, В.Н. Антипов // Электротехника. – 2006. – №3. – С. 36-37.
17. Данилевич, Я.Б. Прямоточная микро-ГЭС с встроенной гидротурбиной и синхронным генератором на постоянных магнитах/ Я.Б. Данилевич, Ю.Ф. Антонов// Электротехника. – 2001.- № 7. – С. 11-16.

18. Данилевич, Я.Б. Электроэнергетические установки с синхронными генераторами нестандартной частоты/ Я.Б. Данилевич, В.Е. Сигаев// Электричество. – 2000. - №5. – С. 26-31.
19. Бут, Д.А. Бесконтактные электрические машины/ Д.А. Бут. - М.: Высшая школа, 1985. – 255с.
20. Анциферова, К. Е. К вопросу выбора типа электродвигателя для применения в высокоточных системах / К. Е. Анциферова, Г. О. Гейнрих // Наука. Технологии. Инновации : Сборник научных трудов XVIII Всероссийской научной конференции молодых ученых. В 8-ми частях, Новосибирск, 02–06 декабря 2024 года. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2025. – С. 3-6.
21. Егоров М.А. Проблемы крепления обмотки якоря к сердечнику в беспазовых машинах средней мощности // тезисы докладов Двадцать второй Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов: в 3-х томах. – 2016. – Том 2 – С. 7
22. Islam, M. S. Slotless Lightweight Motor for Aerial Applications / M. S. Islam, R. Mikail, I. Husain // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2019. – Vol. 55, no. 6. – P. 5789–5799. – Текст: непосредственный
23. Гейнрих, Г. О. Характеристики электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов с пазовой и беспазовой конструкцией статора / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2023. – № 5. – С. 34-38. – DOI 10.53891/00135860_2023_5_35.
24. Sharkh, S. M. Design optimization of a slotless PM brushless motor with helical edge wound laminations for rim driven thrusters / S. M. Sharkh, S. H. Lai // High Technology Letters. – 2010. – Vol. 16, no. 1. – P. 70–79. – Текст: непосредственный.
25. Islam, M. S. Extended Field Weakening Range in Slotless/Coreless Permanent Magnet Machines / M. S. Islam, R. Mikaily, I. Husain // 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 29 Sept.-3 Oct. 2019. – Baltimore : IEEE, 2019. – P. 1769–1775.

26. A Study on the Design of Novel Slotless Motor Considering Winding Manufacture Process for a Collaborative Robot / J. Kang, J. Kim, J. Ahn [et al.] // *Actuators*. – 2023. – Vol. 12, no. 4. – P. 156.
27. FiberPrinting™: The Revolution in the Realm of the Ironless and Slotless Motors: [сайт]. – URL: <https://www.alvaindustries.com/post/fiberprinting-tm-the-revolution-in-the-realm-of-the-ironless-and-slotless-motors>
28. Two-Dimensional Analytical Permanent-Magnet Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped With Surface-Inset Magnets / F. Dubas, A. Rahideh // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2014. – Vol. 50, no. 3. – P. 41–55.
29. Шевченко, А. Ф. Результаты разработки высокомоментных синхронных электрических машин с постоянными магнитами на кафедре Электромеханики НГТУ [Текст] / А. Ф. Шевченко // *Электротехника, электромеханика и электротехнологии*. – 2003. – N 2, С. 24-31.
30. Шевченко, А. Ф. Статическая устойчивость синхронных машин с постоянными магнитами [Текст] / А. Ф. Шевченко // *Электричество*. - 2003. - N 8, С. 68-74.
31. Шевченко, А. Ф. Стартер-генераторное устройство для легковых автомобилей класса ВАЗ-2110 [Текст] / А. Ф. Шевченко // *Электромеханика*. – 2003. – N9, С. 45-54.
32. Синхронный электродвигатель [Текст]: а. с. 1345291 Рос. Федерация: МПК Н 02 К 19/02/ Шевченко А.Ф.; заявитель и патентообладатель Новосибирский электротехнический институт. - № 4012660; заявл. 21.01.86; опубл. 15.10.87, Бюл. № 38. - 3 с: ил.
33. Синхронный электродвигатель [Текст]: пат. 2059994 Рос. Федерация: МПК Н 02 К 19/12/ Шевченко А.Ф.; заявитель и патентообладатель Новосибирский государственный технический университет. - № 4037981/63; заявл. 17.03.86; опубл. 10.05.96, Бюл. № 21. - 5 с: ил.
34. Синхронный электродвигатель [Текст]: пат. 16574 Рос. Федерация: МПК Н 02 К 19/00/ Шевченко А.Ф.; заявитель и патентообладатель Новосибирский государственный технический университет. - № 2000117831/20; заявл. 05.07.00; опубл. 10.01.01, Бюл. № 1. - 4 с: ил.

35. Ротор электрической машины [Текст]: пат. 2178615 Рос. Федерация: МПК Н 02 К 1/27/ Шевченко А.Ф., Честюнин Р.В.; заявитель и патентообладатель Новосибирский государственный технический университет. - № 2000120729/09; заявл. 02.08.00; опубл. 20.01.02, Бюл. № 2. - 4 с: ил.
36. Многополюсная магнитоэлектрическая машина [Текст]: пат. 53828 Рос. Федерация: МПК Н 02 К 21/14/ Шевченко А.Ф.; заявитель и патентообладатель Новосибирский государственный технический университет. - № 2005113500/22; заявл. 03.05.05; опубл. 27.05.06, Бюл. № 15. - 3 с: ил.
37. Гейнрих, Г. О. Пульсации электромагнитного момента синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов беспазовой конструкции / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2024. – № 5. – С. 32-35. – DOI 10.53891/00135860-2024-5-32-35.
38. Шевченко, А.Ф. Безредукторный электромеханический усилитель рулевого управления легковых автомобилей [Текст] / А. Ф. Шевченко, В. В. Мизевич, О. И. Новокрещенов, А. В. Комаров // Электротехника. - 2007. – №9. С. 32-35.
39. Шевченко, А.Ф. Особенности конструкции и проектирования энергоэффективных магнитоэлектрических электродвигателей общепромышленного назначения / А. Ф. Шевченко, А. Г. Приступ, О. И. Новокрещенов, Д. М. Топорков, В. В. Корнеев // Электротехника. - 2014. - № 12. - С. 41-44.
40. Шевченко, А.Ф. Многополюсные синхронные машины [Текст]: метод. указ.: в 2 ч. / А.Ф. Шевченко, А.В. Комаров, Ю.Г. Бухгольц, Л.Г. Шевченко. - Новосибирск: НГТУ, 1996 г. – 2 ч. – 49 с.
41. Веселов А. М. и др. Обзор перспективных электрических машин // электротехнические комплексы и системы. – 2021. – С. 91-96.
42. Шевченко, А. Ф. Сравнение возможностей аналитического и численного методов моделирования электрической машины [Текст] / А. Ф. Шевченко, Г. Б. Вяльцев // Электротехника. – 2011. – № 06. – С. 20а–24
43. Каасик П.Ю., Несговорова Е.Д, Борисов А.П. Расчёт управляемых короткозамкнутых микродвигателей. Ленинград, «Энергия», 1972, 170 с

44. Pristup A. G. A study of cogging torque in permanent magnet synchronous machines with fractional slot windings / A. G. Pristup, D. M. Toporkov, A. F. Shevchenko // Russian Electrical Engineering. - 2014. - Vol. 85, iss. 12. - P. 743-747.
45. Анализ магнитодвижущих сил дробных зубцовых обмоток электрических машин / А. Ф. Шевченко, Т. В. Честюнина. - Текст : непосредственный // Электротехника. - 2009. - № 12. - С. 3-7.
46. Гейнрих, Г. О. Магнитодвижущие силы беспазовых электрических машин с дробными обмотками с числом катушек на полюс и фазу $q < 1$ / Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко, Д. Ю. Бабицкий // Электротехника. – 2024. – № 2. – С. 34-38. – DOI 10.53891/00135860_2023_5_35.
47. Корн Г. А., Корн Т. М. Справочник по математике для научных работников и инженеров. —1974. — С. 151
48. Вольдек А. И. Намагничивающие силы трехфазных дробных обмоток // Труды ЛПИ им. М.И.Калинина. -1960. - № 209. - с.254-280.
49. M. Sanada and S. Morimoto, "Efficiency Improvement in High Speed Operation using Slot-less Configuration for Permanent Magnet Synchronous Motor," 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Tampa, FL, USA, 2007, pp. 1-7, doi: 10.1109/PES.2007.385689.
50. Asama, J. Watanabe and T. Tek Kee, "Development of a Slotless Permanent Magnet Motor with Two-Layer Toroidal Winding for Minimization of Torque Ripple," 2021 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM), Kashiwa, Japan, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICM46511.2021.9385679.
51. В. Я. Беспалов Исследование пульсаций электромагнитного момента синхронных машин с постоянными магнитами с целым и дробным значениями q / В. Я. Беспалов, М. Е. Коварский, А. О. Сидоров // Электричество. – 2018. – № 5. – С. 45 – 51.
52. Вольдек А.И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин // Труды ЛПИ им. М.И. Калинина. 1953. № 3. С. 60–80.
53. Топорков Д. М. Исследование зубцовых пульсаций момента в синхронных машинах с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками / Д. М.

- Топорков ; науч. рук. А. Ф. Шевченко // Студент и научно-технический прогресс. Мехатроника и автоматизация : материалы 52 междунар. науч. студ. конф., Новосибирск, 11–18 апр. 2014 г. – Новосибирск : Изд-во НГУ, 2014. – С. 54.
- 54.Инкин, А. И. Приближенный аналитический расчет поля возбуждения электрических машин с постоянными магнитами, основанный на кусочно-непрерывной собственной функции / А. И. Инкин, А. В. Бланк // Электричество. – 2008. – № 6. – С. 52-56.
- 55.Журавлев С. В., Зечихин Б. С., Кузьмичев Р. В. Аналитический расчет магнитного поля в активной зоне синхронных машин с постоянными магнитами //Вестник Московского авиационного института. – 2016. – Т. 23. – №. 1. – С. 197-209.
- 56.Афанасьев А. А. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины //Электричество. – 1985. – №. 6. – С. 27-31.
- 57.АФАНАСЬЕВ А. А. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре магнитоэлектрических машин на основе комплексной потенциальной функции //Электричество. – 2014. – №. 1. – С. 43-50.
- 58.Иванов-Смоленский А. В., Абрамкин Ю. В. Применение конформного преобразования в электромагнитных расчётах электрических машин. Аналитические методы //М.: Издво МЭИ. – 1980.
- 59.Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. Метод расчета магнитных полей с учетом трехмерной неоднородности сердечников электрических машин //Электричество. – 2005. – №. 11. – С. 2-7.
- 60.Иванов-Смоленский А. В., Абрамкин Ю. В. Численные методы применения конформного преобразования Кристоффеля-Шварца в электромагнитных расчётах электрических машин. – 1981.
- 61.Афанасьев А.А., Нгуен Конг Там. Беспазовый магнито-электрический вентильный двигатель с комбинированным проводом. — Вестник Чувашского университета, 2016, № 3, с. 5—12.

- 62.Афанасьев А. А., Токмаков Д. А., Нгуен К. Т. Аналитическая модель беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя //Электричество. – 2018. – №. 1. – С. 48-56.
- 63.Афанасьев А. А., Там Н. К., Нестерин В. А. Полевая аналитическая модель беспазового магнитоэлектрического вентильного двигателя //Вестник Чувашского университета. – 2017. – №. 1. – С. 26-36.
- 64.Афанасьев А. А. и др. Аналитический расчёт беспазового микродвигателя, не имеющего статорного сердечника //Вестник Чувашского университета. – 2019. – №. 1. – С. 13-22.
- 65.Иванов-Смоленский А. В., Аванесов М. А., Казьмин Е. В. Применение метода проводимостей зубцовых контуров для расчета синхронных машин с постоянными магнитами на поверхности ротора //Электричество. – 2009. – №. 8. – С. 47-55.
- 66.Вагонов Р. А. Анализ разработки метода проводимости зубцовых контуров //Труды Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2015. – №. 2. – С. 14-16.
- 67.Билый Л. А., Фильц Р. В. Применение сеточного метода для расчета феррорезонансных характеристик //Теоретическая электротехника. – 1977. – №. 22. – С. 141-146.
- 68.Фильц Р. В. Дифференциальный сеточный метод расчета магнитного поля в нелинейных средах //Доклады АН УССР. Сер. А. – 1979. – №. 9. – С. 710-713.
- 69.Геча В. Я., Захаренко А. Б. Применение метода конечных суперэлементов для расчета электромагнитного поля магнитоэлектрической машины //Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2008. – Т. 106. – С. 19-23.
- 70.Ганджа С. А. и др. Разработка инженерной методики расчета магнитных систем с постоянными магнитами на основе метода конечных элементов //Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2019. – №. 29. – С. 58-74.

71. Ганджа С. А., Аминов Д. С., Косимов Б. И. Математическое моделирование постоянного магнита для оптимизации вентильных электрических машин и возобновляемых источников энергии // Наука ЮУрГУ. – 2018. – С. 420.
72. Дж., Уокер Р. Математические методы в физике. Пер. с англ. М., Атомиздат, 1972.
73. Владимиров В.С. Уравнения математической физики. – изд 4-е. – М.:Наука, 1981
74. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование – М.: Энергия, 1969.-304 с.
75. Иванов-Смоленский, А. В. Развитие комбинированного метода анализа электрических машин / А. В. Иванов-Смоленский, В. А. Кузнецов, Д. А. Петриченко // Электротехника. – 2007. – № 8. – С. 4-12.
76. Розин П. А., Акимов А. В., Кудинова Л. А. Анализ методов расчета и моделирования электродвигателей постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов // Известия московского государственного технического университета МАМИ. – 2013. – Т. 1. – №. 2 (16). – С. 133-138.
77. Bianchi N. Electrical machine analysis using finite elements. – CRC press, 2017.
78. Афанасьев Д.А., Нгуен, К.Т., Токмаков Д.А. Полевая аналитическая модель беспазового вентильного магнитоэлектрического двигателя / Электричество, - 2018.-№1. С.48-56.
79. Шевченко О.А., Расчёт магнитного поля беспазового двигателя с постоянными магнитами с дробными катушечными обмотками/ Шевченко О.А., Г. О. Гейнрих, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2025. – № 6.
80. Гейнрих, Г. О. Расчёт и верификация электромагнитного момента в беспазовых электродвигателях с возбуждением от постоянных магнитов / Г. О. Гейнрих, А. В. Полуэктова // Наука. Технологии. Инновации : Сборник научных трудов Всероссийской научной конференции молодых ученых. В 9-и частях, Новосибирск, 08–12 декабря 2025 года. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2026. – С. 64-68. – EDN NVHCUP.
81. Джексон Дж. Классическая электродинамика - М.: "Мир", 1965. - 702 с.
82. Тамм И.Е. Основы теории электричества: Учебное пособие для вузов. – 11-е изд., испр. И доп. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003 – 616 с.

83. McFee S., Webb J. P., and Lowther D. A., A tunable volume integration formulation for force calculation in finite-element based computational magnetostatics // IEEE Transactions on Magnetics, 24(1):439-442, January 1988.
84. Гейнрих, Г. О. Электромагнитный момент беспазового двигателя с постоянными магнитами и дробными катушечными обмотками / Г. О. Гейнрих, О. А. Шевченко, А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2025. – № 7. – С. 21-24. – DOI 10.53891/00135860-2025-7-21-24.

ПРИЛОЖЕНИЕ «А» АКТ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

УТВЕРЖДАЮ

Проректор Новосибирского государственного
технического университета



по научной работе и инновациям, к.т.н.

А.И. Отто

10 февраля 2026 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Г.О. Гейнриха в учебном процессе

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты диссертационной работы Гейнриха Германа Олеговича, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, активно применяются в учебной и научной деятельности факультета мехатроники и автоматизации Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования Новосибирского государственного технического университета.

Полученные результаты используются при подготовке бакалавров и магистров, обучающихся на кафедре Электромеханики по направлениям 13.03.02 и 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника»: в лекционных курсах, при проведении практических и лабораторных работ, а также выполнении выпускных квалификационных работ студентов.

Заведующий кафедрой
Электромеханики
к.т.н., доцент

Топорков
Дмитрий Михайлович

Декан факультета
мехатроники и автоматизации,
к.т.н., доцент

Вильбергер
Михаил Евгеньевич