

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

На правах рукописи



Корнеев Вячеслав Викторович

**РАСЧЕТНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ И ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ  
СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И  
ДРОБНЫМИ ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ**

05.09.01 Электромеханика и электрические аппараты

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
кандидат технических наук,  
доцент Приступ А. Г.

Новосибирск - 2018

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Введение</b> .....	4
<b>Глава 1 Обзор исследований по определению расчетных коэффициентов и потерь на вихревые токи в зависимости от особенностей конструкции машин с дробными зубцовыми обмотками и постоянными магнитами</b> .....	12
1.1 Конструктивные особенности синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и дробными зубцовыми обмотками.....	13
1.1.1 Основные параметры и свойства постоянных магнитов.....	13
1.1.2 Особенности конструкции ротора с постоянными магнитами.....	18
1.1.3 Особенности конструкции статора.....	25
1.2 Вопросы проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	27
1.3 Процесс проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	30
1.4 Влияние конструкции синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на расчетные коэффициенты.....	35
1.5 Особенности расчета потерь на вихревые токи в роторе с постоянными магнитами.....	38
<b>Глава 2 Расчетные коэффициенты синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками</b> .....	42
2.1 Определение обмоточного коэффициента синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	43
2.1.1 Численный расчет значения обмоточного коэффициента с использованием упрощенной модели синхронной машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	47
2.1.2 Численный расчет значения обмоточного коэффициента с использованием «реальной» геометрии синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	52
2.1.3 Выражение для определения значения обмоточного коэффициента.....	54

2.2	Определение прочих расчетных коэффициентов синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.....	60
	<b>Выводы</b> .....	62
<b>Глава 3 Исследование потерь на вихревые токи в постоянных магнитах</b> .....		64
3.1	Расчет потерь на вихревые токи в постоянных магнитах синхронных машин .....	65
3.1.1	Каскадные схемы замещения.....	67
3.1.2	Определение сторонней плотности тока.....	75
3.1.3	Эквивалентные усредненные магнитные проницаемости.....	79
3.1.4	Определение потерь на вихревые токи в постоянных магнитах коллекторных роторов.....	84
3.1.5	Определение потерь на вихревые токи в постоянных магнитах с радиальным расположением на роторе.....	89
3.1.6	Численный расчет пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов.....	94
3.1.7	Исследования влияния режима работы и конструкции электрической машины на величину потерь на вихревые токи в постоянных магнитах..	100
3.2	Экспериментальные исследования потерь на вихревые токи в постоянных магнитах.....	105
3.2.1	Описание объекта исследования.....	105
3.2.2	Описание экспериментальной установки и результаты исследований.....	107
	<b>Выводы</b> .....	109
<b>Глава 4 Моделирование работы синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками</b> .....		111
	<b>Выводы</b> .....	117
	<b>Заключение</b> .....	119
	<b>Список литературы</b> .....	122
	<b>Приложение А</b> Результаты определения коэффициентов $A_k$ , $B_k$ и $C_k$ .....	132
	<b>Приложение Б</b> Результаты определения обмоточного коэффициента.....	138

## Введение

Современный период развития электромеханики, мехатроники и электроэнергетики связан с совершенствованием технических показателей и характеристик электрических машин, таких как коэффициент полезного действия, повышение надежности и увеличение ресурса работы, расширением области применения и функциональных возможностей для работы при различных условиях (температура, динамические нагрузки, автономные источники электроэнергии и т.д.). Одним из перспективных путей решения вышеперечисленных задач является применение электрических машин с постоянными магнитами. Данный класс электрических машин начинает свою историю с 30-х годов прошлого столетия, однако широкое распространение и применение их началось в XXI веке. Распространению синхронных машин с постоянными магнитами способствовало создание и развитие новых материалов для постоянных магнитов на основе редкоземельных металлов, а также развитие микропроцессорной и полупроводниковой техники. Применение постоянных магнитов с высокими энергетическими показателями позволяет электрическим машинам с возбуждением от постоянных магнитов конкурировать с классическими индукционными (асинхронными) электрическими машинами и машинами с электромагнитным возбуждением. Большой вклад в развитие теории электрических машин с постоянными магнитами внесли ученые Балагуров В.А. [5; 6; 7; 8], Бертинов А.И. [9], Бут Д.А. [12], Галтеев Ф.Ф., Вигриянов П.Г. [13; 14], Ледовский А.Н. [34], Овчинников Е.И. [41], Осин И.Л., Шевченко А.Ф. [63; 64; 65; 66; 67; 68; 69] и др.

Отдельным подклассом бесконтактных электрических машин можно выделить машины с дробными зубцовыми обмотками, теория которых разработана на кафедре электромеханики Новосибирского государственного технического университета и Московского энергетического института. Весомый вклад в развитие синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и дробными зубцовыми обмотками внес Шевченко А. Ф. В дробных зубцовых



обмотках каждая катушка охватывает один зубец статора, что позволяет выполнять электрические машины с большим числом полюсов при сравнительно малом диаметре расточки статора и экономии обмоточной меди за счет меньшего, по сравнению с традиционными обмотками, вылета и длины лобовых частей. Как правило, число полюсов ротора в подобных машинах незначительно отличается от числа зубцов статора.

Бесконтактные электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов благодаря своим бесспорным достоинствам и особенностям находят все большее практическое применение в области автономных энергетических установок. Хочется отметить, что в последние десятилетия не малый интерес проявляется к возобновляемым источникам энергии, таким как ветер и движение воды. В микро-ГЭС и ветроэнергетических установках [27] используются тихоходные генераторы, это обусловлено средой, с помощью которой происходит вращение лопастей установки. Электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов широко используются в гибридных и электрических транспортных средствах [15; 68]. Электрические машины с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой на статоре применяются не только в системах, где требуется низкая скорость вращения и большое количество полюсов, но и в высокоскоростных электропроводах и системах. В последние годы одним из направлений применения синхронных машин с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой являются установки погружных центробежных насосов для добычи нефти и нефтепродуктов.

Кроме данных областей тихоходные машины могут использоваться в различных аварийных системах. Например, для питания от сети собственных нужд крановой установки атомной электростанции (АЭС), в которой при отключении электроэнергии необходимо опустить груз, поднятый и застопоренный электромагнитным тормозом. Разработанный на кафедре электромеханики НГТУ при непосредственном участии автора синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов является автономным источником энергии для крановой установки в аварийном режиме.

Спроектированный генератор используется при аварийном отключении электроэнергии крановой установки и невозможности быстрого восстановления подачи электроэнергии. В движение генератор приводится с помощью груза, который опускается под действием силы тяжести при ручном отключении электромагнитных тормозов. Электромагнитный момент, развиваемый в генераторе, уменьшает скорость опускания груза. На одном валу с генератором находится асинхронный двигатель подъема крановой установки. Вырабатываемая электроэнергия через выпрямитель поступает на асинхронный двигатель, обеспечивая его работу в режиме динамического торможения.

Электродвигатели с постоянными магнитами обладают рядом преимуществ:

- автономность, а именно синхронный генератор с возбуждением от постоянных магнитов не требует источников электрической энергии для создания поля возбуждения и может являться единственным источником электроэнергии.
- отсутствие щеточно-коллекторного узла и контактных колец. Отсутствие скользящих электрических контактов существенно повышает их ресурс и надежность по сравнению с электрическими генераторами постоянного тока или синхронными генераторами с электромагнитным возбуждением;
- высокий КПД преобразования механической энергии в электрическую;
- высокие удельные показатели по развиваемой мощности на единицу активной массы и на единицу активного объема.

Несмотря на все более широкое применение синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и дробными зубцовыми обмотками вопросы их проектирования недостаточно освещены в научно-технической литературе. Особенности конструкций и режимов работы специальных синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов и дробной зубцовой обмоткой для систем автономного электроснабжения и добычи нефти, проектируемые на кафедре электромеханики НГТУ, потребовали как

модификации теории и методов проектирования, так и решения ряда задач по уточнению используемых при проектировании коэффициентов.

Рациональным и эффективным подходом при проектировании электромеханических преобразователей энергии является сочетание традиционных методик проектирования и современных компьютерных средств моделирования и анализа.

Классические методики позволяют на основе электромагнитного, теплового, механического расчетов определять геометрические размеры активного объема электрической машины. Традиционные методики базируются на большом опыте разработок и эксплуатации различных типов электромеханических преобразователей энергии и являются надежной базой для проектирования. Строгая логическая структура данных методик является их достоинством. При этом традиционная методика проектирования и расчета геометрии зубцово-пазовой зоны и обмоточных данных базируется на расчетных коэффициентах, зависящих от конфигурации активного объема электрической машины. От выбора данных коэффициентов зависит точность и скорость расчета (количество итераций, затрат времени и средств на моделирование).

Одним из таких коэффициентов является обмоточный. В классических методиках проектирования обмоточный коэффициент рассчитывается при допущениях, что статор и ротор гладкие, то есть отсутствует зубчатость воздушного зазора, не учитывается насыщение элементов конструкции магнитопровода и перераспределение потоков в воздушном зазоре электрической машины. Такой подход при сравнительно большом количестве зубцов статора, приходящихся на одно полюсное деление, не вносит существенной погрешности в определение обмоточных коэффициентов. Однако в синхронных машинах с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками, для которых зубцовое деление статора соизмеримо с полюсным делением, обмоточный коэффициент начинает зависеть от величины открытия паза статора.

Причиной возникновения вихревых токов в элементах конструкции является наличие широкого спектра пространственных гармоник магнитного поля

в воздушном зазоре машин с дробными зубцовыми обмотками, которые вращаются несинхронно с ротором. Количественный состав и амплитуда пульсаций индукции будет увеличиваться при работе синхронной машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на выпрямитель (или от выпрямителя), так как токи становятся менее синусоидальными.

При традиционном подходе к проектированию синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками зачастую не учитывают потери на вихревые токи в магнитах ротора. Пренебрежение данным видом потерь зачастую обусловлено трудностью их определения и тем допущением, что данный вид потерь проявляется только в синхронных машинах с радиальным расположением магнитов, т.к. магниты расположены на поверхности [74; 77; 78]. Тогда как в машинах с тангенциальным расположением магнитов проявляется «экранирующий» эффект стали, в следствие чего на магниты в меньшей степени действуют пространственные гармоники магнитодвижущей силы. Однако, как показали проведенные исследования, при высоких частотах вращения и большом числе пазов, гармоники поля реакции якоря и зубцовые гармоники наводят в постоянных магнитах значительные вихревые токи.

Не учет потерь на вихревые токи в магнитах при проектировании электрических машин с постоянными магнитами, в определенных случаях может приводить к недопустимому нагреву постоянных магнитов, их размагничиванию и выходу из строя электрической машины или существенному ухудшению ее характеристик.

В соответствии с указанными проблемами была сформулирована цель и задачи диссертационной работы.

**Целью работы** является улучшение эффективности и точности проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками посредством определения уточненного значения обмоточного коэффициента и добавочных потерь при нагрузке.

Для достижения цели **поставлены следующие задачи:**

1. Определить значения расчетных коэффициентов многополюсных синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на основе численного моделирования магнитного поля в активном объеме электрической машины.
2. На основании выполненных исследований разработать рекомендации по выбору расчетных коэффициентов с целью повышения качества проектирования электрических машин с дробными зубцовыми обмотками.
3. Провести исследование добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах ротора для различных магнитных систем ротора.
4. Разработать методику учета добавочных потерь в синхронных машинах с дробными зубцовыми обмотками.
5. Провести верификацию полученных теоретических результатов методами численного моделирования.
6. Провести разработку многополюсной синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов на основе полученных соотношений и рекомендаций.

#### **Методы исследования**

Основные результаты работы получены на базе основных теорем и уравнений электродинамики, метода гармонического анализа и численного расчета магнитного поля методом конечно-элементного анализа. Моделирование магнитного поля в активном объеме электрических машин выполнено методом конечных элементов в двумерной постановке задачи.

#### **Достоверность результатов**

Достоверность полученных результатов подтверждается параллельными расчетами различными методами, сравнением результатов решения с результатами других авторов, сопоставлением расчетных и экспериментально полученных зависимостей.

**Научная новизна** заключается в следующем:

1. Исследовано, подтверждено и количественно оценено влияние открытия паза статора, геометрических соотношений зубцово-пазовой зоны, величины воздушного зазора и насыщения магнитной системы на величину обмоточного коэффициента.
2. Получена зависимость величины обмоточного коэффициента от ширины открытия паза статора и величины воздушного зазора для машин с различным числом пазов на полюс и фазу.
3. Разработана аналитическая модель и выражение для определения добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах для различных конструкций ротора.

**Положения, выносимые на защиту**

1. Соотношение для расчета обмоточного коэффициента для синхронных машин с различным числом пазов на полюс и фазу и возбуждением от постоянных магнитов.
2. Аналитическая модель для определения пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов синхронных машин с различными конструкциями ротора.
3. Соотношение для определения добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах электрических машин с различными конструкциями ротора и различным числом пазов на полюс и фазу.

**Практическая значимость работы**

1. Предложены рекомендации по выбору расчетных коэффициентов синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.
2. Предложено выражение для расчета обмоточного коэффициента для машин с различным числом пазов на полюс и фазу.
3. Предложена аналитическая модель и соотношение для определения добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах для различных конструкций ротора.

### **Апробация работы**

Основные результаты работы доложены, обсуждены и одобрены на следующих научных семинарах и конференциях: Всероссийская научная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ-2012). Новосибирск. 2012; Студенческая научная конференция «Дни студенческой науки НГТУ-2013». Новосибирск. 2013; Стендовая конференция «Дни студенческой науки НГТУ-2013». Новосибирск. 2013; Конкурс научных студенческих грандов «Дни студенческой науки НГТУ-2013». Новосибирск. 2013; Всероссийская научная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ-2013). Новосибирск. 2013; Двадцатая международная конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». Москва. 2014; 52-я международная научная студенческая конференция «Студент и научно-технический прогресс». Новосибирск. 2014; I международная научная конференция молодых ученых «Электротехника. Энергетика. Машиностроение» (ЭЭМ-2014). Новосибирск. 2014; городская научно-практическая конференция аспирантов и магистрантов «Progress through Innovations». Новосибирск. 2015.

### **Публикации**

По результатам выполненных исследований опубликовано 14 печатных работ, в том числе 2 статьи входящих в перечень, рекомендованный ВАК РФ, 12 статей в материалах международных и всероссийских конференций.

### **Структура и объем диссертации**

Работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 86 наименований, двух приложений, содержит 144 страницы текста, 76 рисунков, 10 таблиц.

## **ГЛАВА 1 ОБЗОР ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ РАСЧЕТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ И ПОТЕРЬ НА ВИХРЕВЫЕ ТОКИ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ОСОБЕННОСТЕЙ КОНСТРУКЦИИ МАШИН С ДРОБНЫМИ ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ И ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ**

Принцип электромагнитной индукции на устройстве, которое состояло из неподвижных обмоток и вращающихся постоянных магнитов, было продемонстрировано в 1831 г. Майклом Фарадеем. Однако из-за низких энергетических и массогабаритных показателей постоянные магниты были не востребованы, по сравнению с электромагнитами. В связи с чем, электромеханические преобразователи энергии с постоянными магнитами практически не развивались до второй половины XX века. Открытие и промышленное освоение высококоэрцитивных магнитов на базе редкоземельных материалов, таких как неодим и самарий, позволило поднять магнитную индустрию на принципиально новый уровень. Электромеханические преобразователи энергии с постоянными магнитами нашли широкое применение в различных областях благодаря своим высоким энергетическим показателям при минимальных массогабаритных показателях, простоте конструкции, высокой надежности, отсутствию скользящего контакта и потерь на возбуждение.

Развитие полупроводниковой и микропроцессорной техники, и систем управления электрическими машинами позволило расширить сферу применения электромеханических преобразователей энергии с постоянными магнитами:

- сделало возможным использование в областях, где требуются большие диапазоны регулирования частоты вращения и/или вращающего момента;
- позволило решить вопросы пуска и управления работой;
- позволило решить вопросы, связанные с невозможностью регулирования возбуждения;



- исходя из вышеизложенного, электромеханические преобразователи энергии с постоянными магнитами на сегодняшний день все шире используются в различных областях гражданской и военной техники.

## 1.1 Конструктивные особенности синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и дробными зубцовыми обмотками

### 1.1.1 Основные параметры и свойства постоянных магнитов

Кривая перемагничивания (рисунок 1.1), представляющая собой зависимость индукции от напряженности магнитного поля  $B = f(H)$ , описывает магнитные свойства постоянных магнитов. При намагничивании рабочая точка магнита на диаграмме перемещается из точки 0 в точку 1, которая характеризуется индукцией  $B_s$  и напряженностью  $H_s$  насыщения. Дальнейшее увеличение напряженности внешнего магнитного поля приводит лишь к незначительному увеличению величины магнитной индукции. После снятия внешнего намагничивающего поля рабочая точка перемещается туда, где магнитная индукция равна остаточной индукции поля  $B = B_r$ , а напряженность  $H = 0$ .

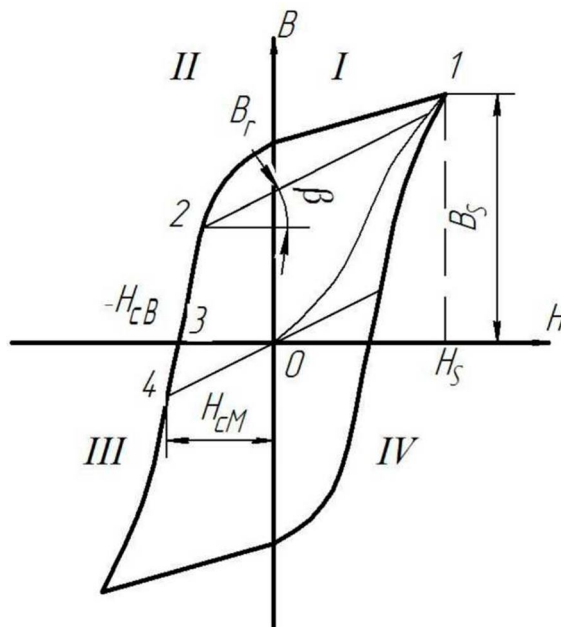


Рисунок 1.1 - Кривая перемагничивания постоянного магнита

При воздействии на магнит размагничивающего поля рабочая точка переместится во второй квадрант, в некоторую точку 2. В данном квадранте петлю гистерезиса магнита называют кривой размагничивания. После снятия воздействия размагничивающего поля рабочая точка будет перемещаться не по кривой размагничивания, а по некоторой частной кривой возврата, которая представляет собой участок частного цикла перемагничивания [1; 33]. Кривая возврата на практике описывается прямой и характеризуется коэффициентом возврата:

$$\rho = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \operatorname{tg}\beta, \quad (1.1)$$

где  $\beta$  – угол наклона прямой возврата.

Если напряженность приложенного размагничивающего магнитного поля увеличится до значения коэрцитивной силы по намагниченности  $H_{сМ}$ , то рабочая точка магнита переместится в третий квадрант кривой перемагничивания. После снятия размагничивающего магнитного поля точка перейдет в начало координат, что соответствует полному размагничиванию магнита.

Разработки электрических машин с постоянными магнитами начались в 30-е годы прошлого столетия. Невысокие удельные показатели постоянных магнитов на основе кобальтохромовой стали сдерживали их применение в машиностроительной области. Последующие исследования и разработки магнитов на основе сплавов никеля, алюминия, меди и платины привели к появлению новых магнитных материалов, таких как альнико (*Al-Ni-Co* - алюминий, никель, кобальт) и кунифе (*Cu-Ni-Fe* - медь, никель, железо), а также платинокобальтового сплава. В дальнейшем свойства магнитов типа альнико были улучшены, и был получен материал с ориентированными доменами - альнико V, который широко используется по сегодняшний день [53].

К преимуществам материалов типа альнико следует отнести высокую механическую прочность, стабильность магнитных свойств в широком диапазоне температур, высокие значения намагниченности насыщения. Однако магниты альнико отличаются низким значением коэрцитивной силы [2].

Первые неметаллические магниты - ферриты - были разработаны и изготовлены исследователями из корпорации Philips в 1950-х годах. Данные материалы имели в своем составе стронциевый или бариевый оксиды, а также оксид железа. Ферритовые магниты получили широкое распространение.

Ферритовые магнитные материалы отличаются от других материалов высоким значением коэрцитивной силы. При этом магнитные материалы на основе соединений стронция или бария обладают следующими недостатками, к которым можно отнести механическую хрупкость, сложность в обработке, низкую величину остаточной индукции, зависимость магнитных свойств от температуры.

Зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля приводит к тому, что после снятия внешнего размагничивающего магнитного поля рабочая точка переходит по кривой возврата. Данное обстоятельство приводит к неполному использованию объема магнита при работе в электрической машине, т.к. точка отхода кривой возврата обычно рассчитывается исходя из ударного короткого замыкания, когда ток значительно превосходит номинальное значение и создает сильное размагничивающее действие. Следует отметить, что в случае, когда рабочая точка магнита соответствует номинальному току, энергия магнита имеет величину, которая существенно меньше ее максимального значения. Вследствие этого использование описанных выше магнитных материалов при проектировании электромеханического преобразователя энергии не позволяет получить машину с массогабаритным показателем, который бы превосходил машины с электромагнитным возбуждением.

В 1970-х и 1980-х годах на основе редкоземельных химических элементов (самарий и неодим) были изготовлены магнитные материалы, обладающие улучшенными свойствами и показателями, так называемые редкоземельные магниты. Применение высококоэрцитивных редкоземельных магнитов дало новый виток развития устройствам с постоянными магнитами. Одним из основных преимуществ магнитов на основе редкоземельных материалов, помимо

высоких значений остаточной индукции и коэрцитивной силы, является практически полное совпадение частных кривых возврата с кривой размагничивания. Данное обстоятельство позволяет не учитывать кратковременные увеличения реакции якоря при разработке машины с постоянными магнитами.

По сравнению с вышеперечисленными материалами магниты  $SmCo$  (самарий-кобальт) обладают лучшими показателями по коэрцитивной силе и остаточной индукции.

Кроме того, самарий-кобальтовые магниты обладают высокой максимальной рабочей температурой, которая может достигать до  $400^{\circ}C$ . Широкому распространению магнитов  $SmCo$  мешает их высокая стоимость по сравнению с неодимовыми магнитами.

Постоянные магниты  $NdFeB$  (неодим-железо-бор) по магнитным параметрам превосходят  $SmCo$  магниты. Однако неодимовые магниты являются хрупкими, обладают слабой коррозионной стойкостью (которая устраняется покрытием магнитов защитными слоями меди, цинка, никеля, хрома), сильна зависимость свойств от температуры.

Кривая размагничивания редкоземельных магнитов  $SmCo$  и  $NdFeB$  в четвертом квадранте является практически прямой, что имеет значение в электрических машинах, где магниты подвергаются частичному размагничиванию, которое вызвано полем реакции якоря. При увеличении температуры коэрцитивная сила магнитов уменьшается [29; 37], и кривая размагничивания наклоняется при низких значениях индукции.

Таким образом, при разработке и проектировании электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов  $NdFeB$  следует учитывать изменение параметров от температуры, т.к. при сильном размагничивающем действии реакции якоря магниты могут частично или полностью потерять свои свойства. В таблице 1.1 представлены максимальные рабочие температуры, при которых могут работать различные виды постоянных магнитов.

Как показывает опыт проектирования, разработки, производства и эксплуатации, а также на основании анализа литературы и проведения исследований в данной области, электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами обладают высокими технико-экономическими характеристиками, и рекомендуются для применения в различных системах электроснабжения, аварийных системах и электроприводах различного назначения.

Редкоземельные магниты обладают маленьким значением магнитной проницаемости, незначительно превышающим магнитную проницаемость воздуха и высоким значением коэрцитивной силы по намагниченности от напряженности магнитного поля.

Таблица 1.1 - Максимальные рабочие температуры постоянных магнитов

Материал	$T_{max}, ^\circ C$
Альнико	540
Ферриты	400
<i>SmCo 1,5</i>	260
<i>SmCo 2, 17</i>	350
<i>NdFeB N</i>	80
<i>NdFeB M</i>	100
<i>NdFeB H</i>	120
<i>NdFeB SH</i>	150
<i>NdFeB UH</i>	180
<i>NdFeB EH</i>	200

Применение постоянных магнитов в традиционных конструкциях электромеханических преобразователей энергии, как правило, не дает снижения активного объема машин и массогабаритных показателей в целом. Использование постоянных магнитов в традиционных конструкциях может позволить увеличить КПД, но чаще всего незначительно. Данный подход при проектировании электрических машин позволяет уменьшить затраты на разработку и внедрение

электрической машины в производство. Эффективное использование постоянных магнитов предполагает использование специальных конструкций роторов и статоров электрических машин.

Стоит также отметить, что современные постоянные магниты на основе редкоземельных магнитов обладают высокой электропроводимостью, что может служить причиной возникновения добавочных потерь.

### 1.1.2 Особенности конструкции ротора с постоянными магнитами

Конструкция ротора зависит от магнитных и технологических свойств материала магнитов, назначения и мощности электрической машины. Поэтому конструкция ротора является одной из особенностей синхронных машин с постоянными магнитами. Форма и свойства магнита определяют выбор той или иной конструкции ротора. Постоянные магниты с большим значением коэрцитивной силы и малыми значениями остаточной индукции имеют большую площадь поперечного сечения и малую высоту. И наоборот, постоянные магниты с малыми значениями коэрцитивной силы и большой остаточной индукцией обладают маленькой площадью поперечного сечения и большой высотой.

Литые постоянные магниты на основе сплавов железо-никель-алюминий-кобальт использовались в электромеханических преобразователях энергии до 80-х годов прошлого столетия. Данные магнитные материалы обладают небольшим значением коэрцитивной силы и относительно большим значением остаточной индукции. Благодаря данным особенностям получили распространение роторы звездообразного типа [8] без полюсных башмаков (рисунок 1.2, а) и с полюсными башмаками (рисунок 1.2, б). Достоинством данной конструкции роторов является простота: цельный магнит в форме звездочки крепится на валу путем заливки алюминиевым или цинковым сплавом, также выполняющим роль демпферной обмотки. Число полюсов машин с роторами звездообразного типа обычно не превышает шести. Существуют конструкции со сборными постоянными магнитами. Отливка небольших постоянных магнитов проще, но при этом

усложняется крепление составных магнитов на валу. Также к достоинствам звездообразных роторов относят высокое заполнение объема ротора магнитами.

Данная конструкция обладает следующими недостатками. Во-первых, роторы звездообразного типа сложно и трудоемко намагничиваются из-за большой длины силовых линий поля внутри постоянного магнита, имеющего большое магнитное сопротивление ( $0,7 - 0,8 \text{ Ом} \times \text{мм}^2 / \text{м}$ ). Ярмо таких магнитов, обычно, оказывается намагниченным слабее, чем полюса. Во-вторых, в такой конструкции магниты подвержены размагничивающему действию реакции якоря. В-третьих, звездообразные роторы имеют относительно низкую механическую прочность. Рабочая индукция в воздушном зазоре в машинах с данной конструкцией ротора не превышает  $0,2 - 0,4 \text{ Тл}$ . Применение полюсных башмаков на роторе (рисунок 1.2, б) уменьшает размагничивающее действие поля реакции якоря и позволяет получить требуемую форму поля в воздушном зазоре. Однако это усложняет конструкцию машины и уменьшает относительный объем постоянных магнитов.

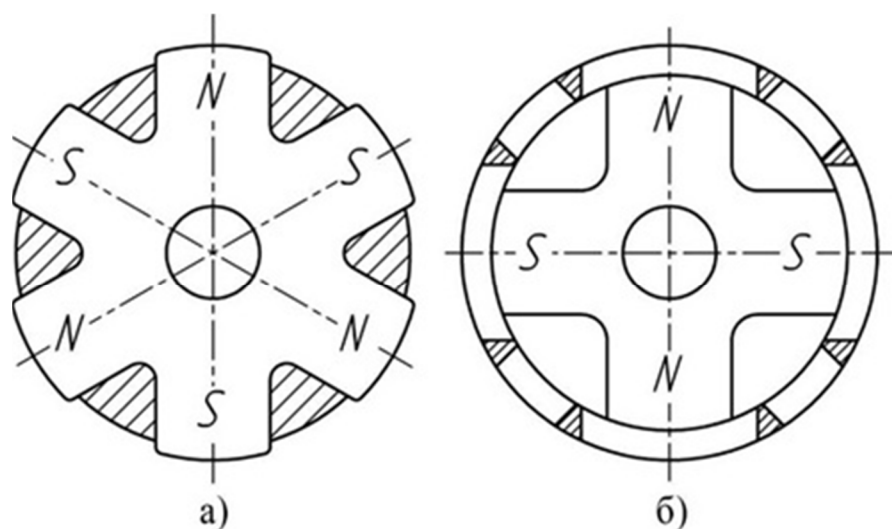


Рисунок 1.2 – Конструкции роторов типа звездочка

Разработки новых магнитных материалов предопределило создание новых конструкций роторов. Были разработаны бариевые и стронциевые ферриты, обладающие по сравнению с постоянными магнитами на основе альнико меньшим значением остаточной индукции и большим значением коэрцитивной

силы. Широкое применение данные ферриты получили в синхронных машинах с когтеобразным ротором. Постоянный магнит в роторе данной конструкции выполнен в виде полого цилиндра, намагниченного в аксиальном направлении, и располагается между двумя когтеобразными шайбами (рисунок 1.3).

По сравнению с роторами звездообразного типа когтеобразная конструкция позволяет улучшить защищенность постоянного магнита от размагничивания полем реакции якоря, при этом величина магнитной индукции в воздушном зазоре машины может достигать 0,7 Тл. Для предотвращения замыкания магнитного потока через вал, он выполняется из немагнитной стали, либо когтеобразные полюса устанавливаются через немагнитную втулку на вал.

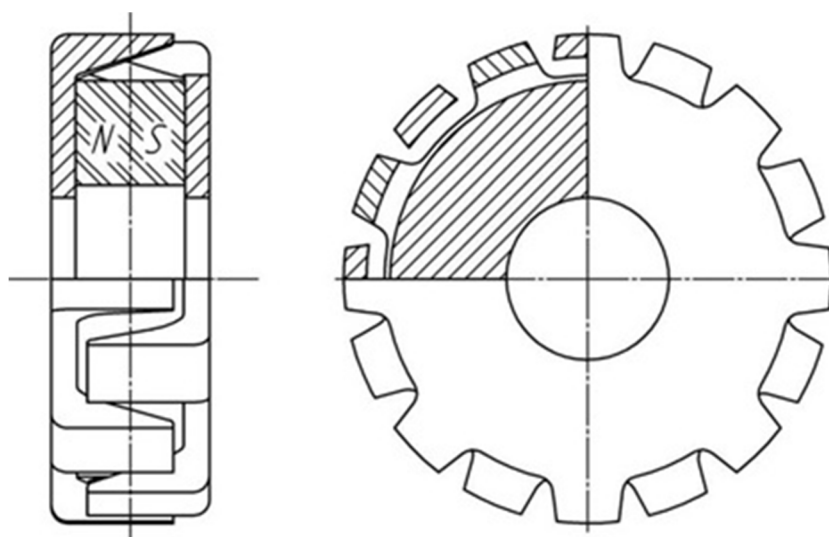


Рисунок 1.3 – Ротор с когтеобразными полюсами

Когтеобразная конструкция ротора позволяет достигать более высоких скоростей вращения по сравнению с ротором звездообразного типа из-за простой формы магнита и его расположения ближе к центру вращения. С увеличением числа полюсов степень заполнения ротора материалом магнита не уменьшается, что позволяет создавать машины небольшой мощности с большим числом полюсов. По мере увеличения относительной длины и мощности электрических машин достоинства роторов этого типа отступают на второй план по сравнению с их существенным недостатком — весьма большим рассеянием потока. Кроме того, преимущества роторов с когтеобразными полюсами сопровождаются сложностью конструкции и большими радиальными размерами ротора. Следует



также отметить, что намагничивание постоянных магнитов осуществляется в собранном роторе, что требует специального оборудования. Несмотря на минусы данной конструкции, синхронные машины с когтеобразными полюсами нашли применение в системах автономного электроснабжения на транспорте, например, генераторы на тракторах или железнодорожных вагонах.

Появление высококоэрцитивных постоянных магнитов заставило создать множество различных вариантов конструкций ротора, так как попытки использования высококоэрцитивных магнитов в существующих конструкциях роторов не привели к желаемому снижению массогабаритных показателей электрических машин. Большие величины коэрцитивной силы приводят к тому, что наилучшие энергетические показатели достигаются при отношении высоты магнита к его ширине в диапазоне 0,2 - 0,3. Таким образом, сегодня существует множество различных вариантов конструкций ротора с высококоэрцитивными постоянными магнитами, которые можно разделить на два основных типа: конструкции с поверхностной установкой постоянных магнитов (рисунок 1.4) и конструкции со встроенной (внутренней или инкорпорированной) установкой магнитов (рисунок 1.5). Как правило, в первом случае магниты имеют радиально направленную намагниченность (ротор с радиальным расположением магнитов), а во втором - тангенциально направленную (ротор с тангенциальным расположением магнитов или ротор коллекторного типа) [34].

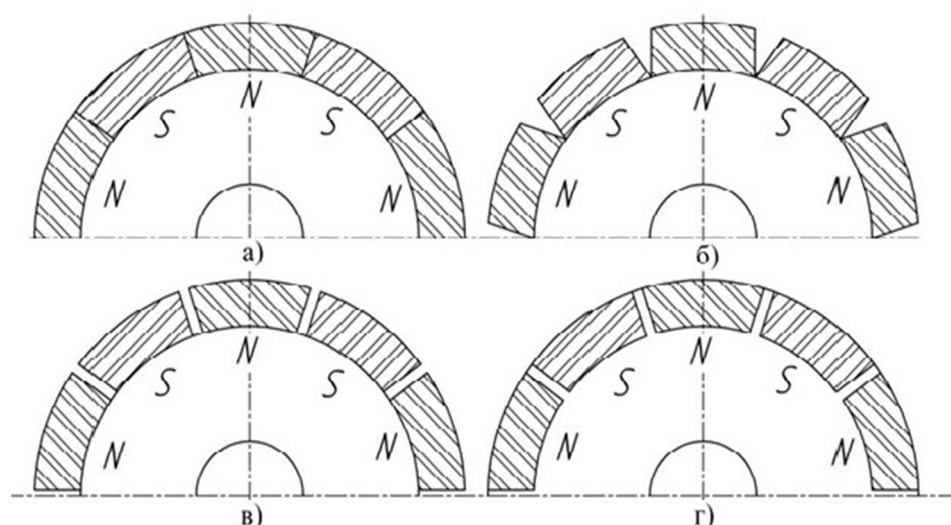


Рисунок 1.4 – Роторы с поверхностной установкой постоянных магнитов

В машинах с ротором радиального типа постоянные магниты располагаются на поверхности ротора и могут иметь магнитные перемычки (рисунок 1.4, г). Ширина магнитов может быть меньше или равна полюсному делению ротора. Также может быть различной и форма магнитов (рисунок 1.4, а, б, в). В машинах с тангенциальным расположением магнитов пазы под магниты выполняются закрытыми (рисунок 1.5, а), открытыми (рисунок 1.5, б) или полуоткрытыми.

Преимуществом конструкции с радиальным расположением магнитов являются минимальные поля рассеяния. Следует заметить, что при использовании данной конструкции возникают трудности с закреплением магнитов на поверхности ротора. Обычно используют клейку и/или бандажирование, что в итоге приводит к увеличению фактической величины воздушного зазора, а, следовательно, и его магнитного сопротивления.

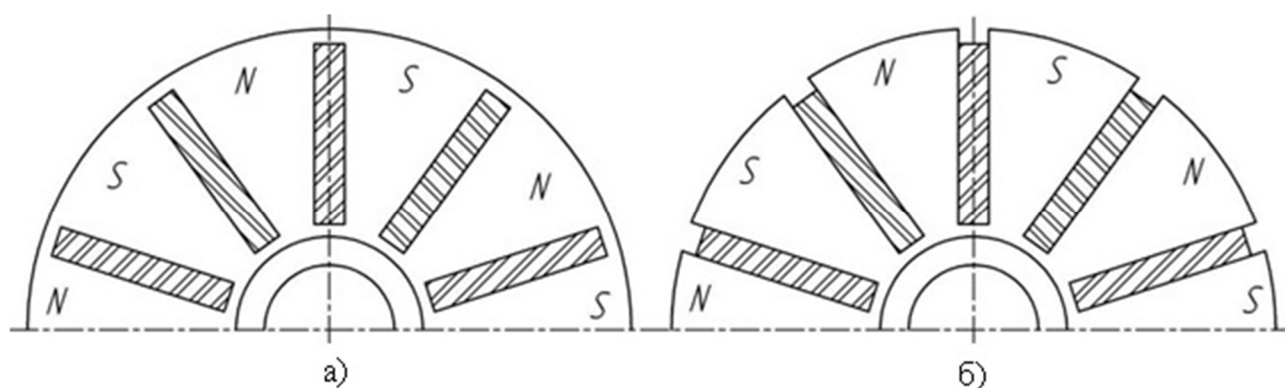


Рисунок 1.5 – Роторы с внутренней установкой постоянных магнитов

Применение конструкции с тангенциальным расположением магнитов не требует бандажирования. Использование данной конструкции позволяет создавать индукцию в воздушном зазоре больше, чем в конструкциях с внешним расположением магнитов, за счет выполнения магнита с шириной больше полюсного деления и концентрации потока в зазоре. Кроме того, магниты в роторах коллекторного типа меньше подвержены размагничивающему воздействию полей реакции якоря, что уменьшает риск размагничивания постоянных магнитов при перегрузках машины. Еще одним преимуществом конструкции роторов с тангенциальным расположением магнитов является возможность применения призматических постоянных магнитов,

намагниченность которых может быть выше из-за их формы и простоты намагничивания. Что позволяет применять постоянные магниты в электрических машинах больших мощностей и больших диаметров по сравнению с конструкциями роторов с внешним расположением магнитов.

Особенность конструкции роторов коллекторного типа заключается в наличии мостиков насыщения, по которым замыкается часть магнитного потока, создавая потоки рассеивания. Для уменьшения потоков рассеивания используют частичное открытие пазов под магниты со стороны воздушного зазора, либо выполняются мостики насыщения с такой высотой, чтобы их магнитное сопротивление увеличивалось из-за насыщения. Чтобы поток не рассеивался через ярмо ротора и вал, пакет ротора устанавливается на немагнитную втулку, которая располагается на валу (рисунок 1.6). Применяются также специальные конструкции ярма ротора [44], с помощью которых образуются мостики насыщения для магнитного потока (рисунок 1.7).



Рисунок 1.6 –Ротора коллекторного типа на немагнитной втулке

Одним из видов роторов с внутренним тангенциальным расположением магнитов является ротор с V-образным расположением магнитов (рисунок 1.8). Данная конструкция позволяет избежать использования немагнитной втулки или сложных конструкций ярма магнитопровода ротора, что упрощает конструкцию

ротора. По сравнению с классическими конструкциями роторов с тангенциальным расположением постоянных магнитов, ротор с V-образным расположением магнитов имеет большее количество полей рассеяния, которые замыкаются через мостики насыщения. При правильном выборе конструкции мостиков насыщения и их геометрических размеров, рассеивается в среднем на 10% больше магнитного потока, чем в роторе коллекторного типа.

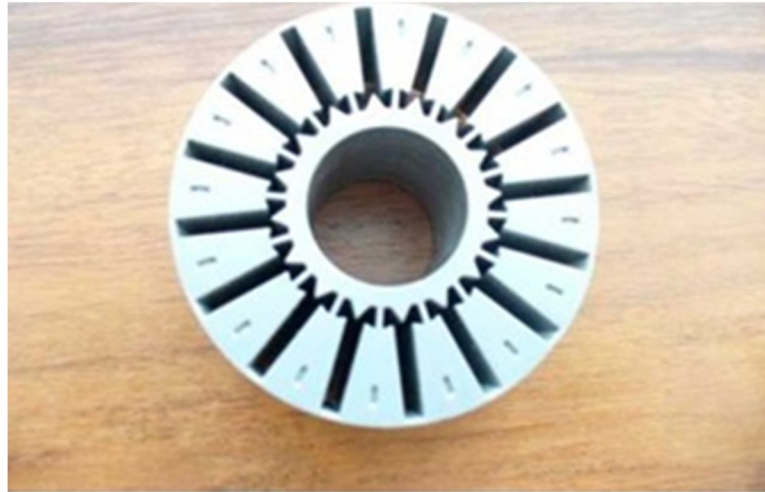


Рисунок 1.7 – Пакет ротора с мостиками насыщения для внутреннего расположения постоянных магнитов



Рисунок 1.8 – Ротор коллекторного типа с V образными пазами

### 1.1.3 Особенности конструкции статора

Применение высококоэрцитивных постоянных магнитов позволило уменьшить массогабаритные показатели ротора. Однако диаметр расточки статора в многополюсных машинах с классическими обмотками определяется не только реализуемыми электромагнитными нагрузками, но и технологическими возможностями изготовления зубцово-пазовой зоны статора. Поэтому в некоторых случаях при выполнении машин с классическими обмотками применение высококоэрцитивных постоянных магнитов не приводит к уменьшению массогабаритных показателей электрической машины.

Отдельным подклассом синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов можно выделить машины с дробными зубцовыми обмотками с числом пазов на полюс и фазу меньше единицы [47; 48; 49; 67; 68; 69]. Каждая катушка такой обмотки охватывает один зубец статора (рисунок 1.9, 1.10).

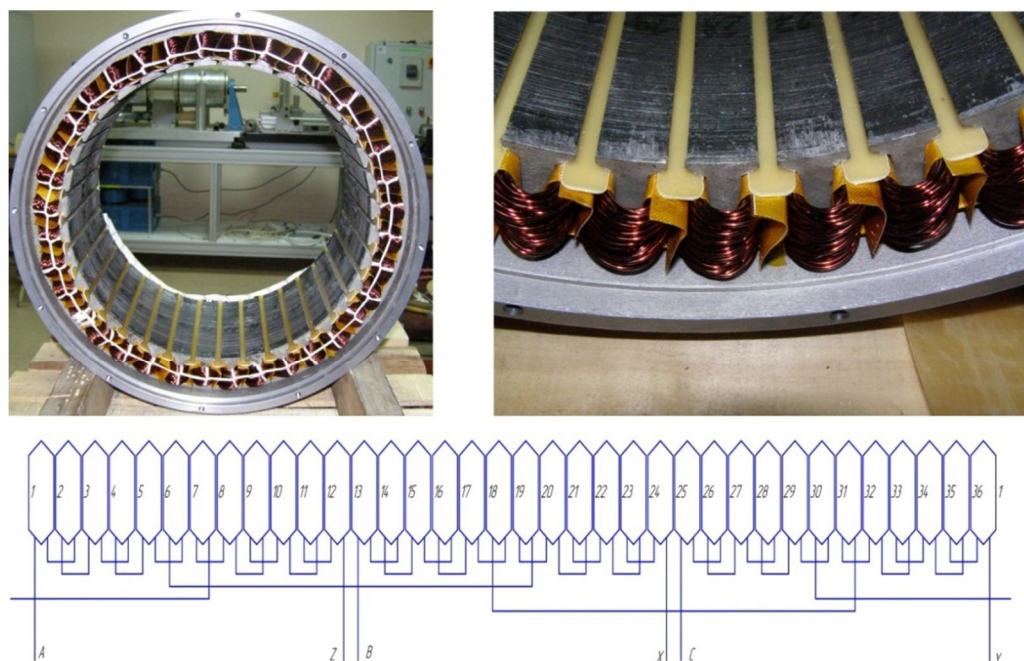


Рисунок 1.9 – Статор 34-х полюсного генератора аварийного динамического торможения грузоподъёмного механизма с дробной зубцовой обмоткой

Дробные зубцовые обмотки позволяют выполнить в габаритах обычных классических машин малой и средней мощности электрические машины с числом полюсов, достигающим 50 [38]. Что позволяет уменьшить массогабаритные



показатели электрической машины, а также использовать в системе прямого электропривода без редуктора. Так как число полюсов ротора в подобных машинах незначительно отличается от числа зубцов статора, то их максимальная полюсность определяется в основном технологическими возможностями изготовления многополюсного ротора.



Рисунок 1.10 – Статор 10-и полюсной машины с дробной зубцовой обмоткой

Применение дробных зубцовых обмоток позволяет уменьшить расход меди и осевую длину двигателя за счет уменьшения длины лобовой части, а также упрощает технологию укладки.

Геометрия зубцово-пазовой зоны статора бывает различной. Помимо классической геометрии зубцов (рисунок 1.11, а) существуют конструкции со спрямленными коронками зубцов (рисунок 1.11, в), с дополнительными пазами в коронках зубцов (рисунок 1.11, б) и пр.

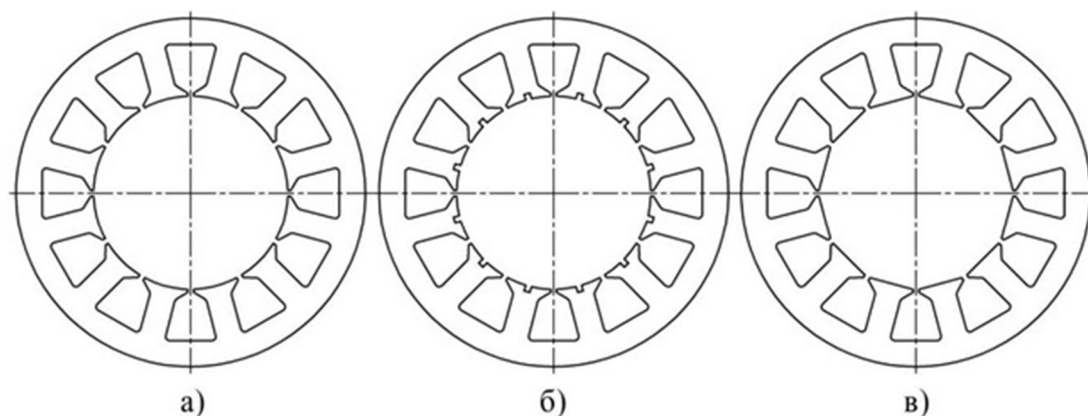


Рисунок 1.11 – Конструкции статоров синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками

## **1.2 Вопросы проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками**

Синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов применяются в различных системах преобразования энергии. В настоящее время наиболее широко используются две принципиальные схемы роторов: с радиальным и тангенциальным расположением магнитов. При радиальном расположении магниты как правило располагаются на поверхности магнитопровода ротора, а при тангенциальном внутри магнитопровода ротора. Постоянные магниты в синхронных машинах предназначены для создания магнитного поля возбуждения. Разрабатываемые на кафедре электромеханики НГТУ электрические машины с постоянными магнитами имеют однозубцовые обмотки.

Рабочий процесс в электрических машинах с постоянными магнитами может быть рассмотрен с использованием известных схем замещения магнитной цепи. Расчет параметров схемы замещения предполагает, что геометрические размеры и обмоточные данные известны. Поэтому электромагнитный расчет должен включать в себя следующие этапы:

- определение главных размеров исходя из требований технического задания, выбранного конструктивного типа ротора и материала магнита;
- определение геометрических размеров активного объема электрической машины (геометрия статора и ротора), обмоточных данных;
- расчет магнитной цепи;
- расчет параметров и характеристик.

Наиболее сложными задачами является определение главных размеров и расчет характеристик электрической машины с постоянными магнитами. Достоверность определения главных размеров в основном определяется объемом статического материала, полученного по результатам проектирования и экспериментальных исследований подобных электрических машин.

При проектировании и исследовании электромеханических преобразователей энергии наиболее рациональным является сочетание традиционных и компьютерных технологий. Традиционные методики расчета базируются на моделях с сосредоточенными параметрами цепей, которые определяются с помощью распределенных моделей на основе теории поля. Традиционные методики позволяют на основе электромагнитного, теплового и механического расчетов определять геометрические размеры активных зон, а также прогнозируемые параметры и характеристики проектируемой машины [21]. При проектировании и анализе работы электрических машин их обычно представляют в виде эквивалентных электрических схем, применяя для расчета последних хорошо разработанные методы теории цепей. Процессы, происходящие в электрической машине, описываются при этом дифференциальными уравнениями цепей, однако коэффициенты при переменных, по сути своей, должны определяться из расчета поля, что является важной задачей проектирования электромеханических преобразователей энергии [50]. Механические расчеты основаны на теории сопротивления материалов. При тепловых расчетах эффективно используется теория подобия. Сосредоточенные параметры цепей определяются с использованием моделей с распределенными параметрами. Эти методики базируются на огромном опыте разработок и эксплуатации различных типов электромеханических преобразователей энергии и являются надежной базой проектирования [20].

Достоинством традиционных методик расчета электромеханических преобразователей энергии являются их компактность и строгая логическая структура. Оптимизация проекта проводится на основе предварительного расчета, при котором формируется стартовая точка. Оптимизационный расчет позволяет, варьируя входными параметрами (исходные данные, геометрические размеры, физические свойства материалов, их стоимость и др.), получать рациональные или оптимальные по определенному критерию выходные параметры (масса, габариты, КПД, стоимость и др.). При этом один или несколько выходных



параметров могут образовывать функцию цели, а остальные выходные параметры выступать в качестве функциональных ограничений [21].

Математической основой моделей с сосредоточенными параметрами являются обыкновенные дифференциальные, интегродифференциальные, а в установившихся режимах - алгебраические и трансцендентные уравнения. Более точные расчетные модели электромеханических преобразователей с распределенными параметрами характеризуют физические процессы преобразования энергии в каждой точке машины во времени. Они базируются на описании электромагнитных процессов - на основе теории электромагнитного поля, механических процессов - на основе теории прочности, а тепловых процессов - на основе термогазодинамики. Математической основой этих моделей являются дифференциальные уравнения в частных производных и интегральные уравнения. Модели с распределенными параметрами широко используют при разработке программных комплексов для исследования электромагнитных, тепловых, прочностных и гидрогазодинамических процессов. Компьютерные технологии исследования на основе теории поля дают возможность проводить уточненный аналитический или численный анализ электромагнитных, прочностных и тепловых процессов и вводить коррекцию геометрических размеров [21].

Одной из наиболее сложных задач является анализ магнитных полей, создаваемых постоянными магнитами [85; 86]. Применяются магнитные системы с последовательным и параллельным включением магнитов. Специальные программные комплексы на основе конечных элементов позволяют рассчитывать магнитные системы с учетом нелинейности характеристик постоянных магнитов и других элементов магнитных цепей.

Особенности конструкции и режимов работы синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками, а также необходимость изготовления машины, удовлетворяющую требованиям технического задания с минимальным количеством опытных образцов или без таковых, потребовало как модификации самого подхода к проектированию, так и

решения ряда задач по уточнению используемых при проектировании коэффициентов.

### 1.3 Процесс проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками

Процесс проектирования состоит из следующих этапов: выбор геометрических и обмоточных данных, электромагнитный расчет, расчет характеристик машины. Более подробная схема процесса проектирования представлена на рисунке 1.12.

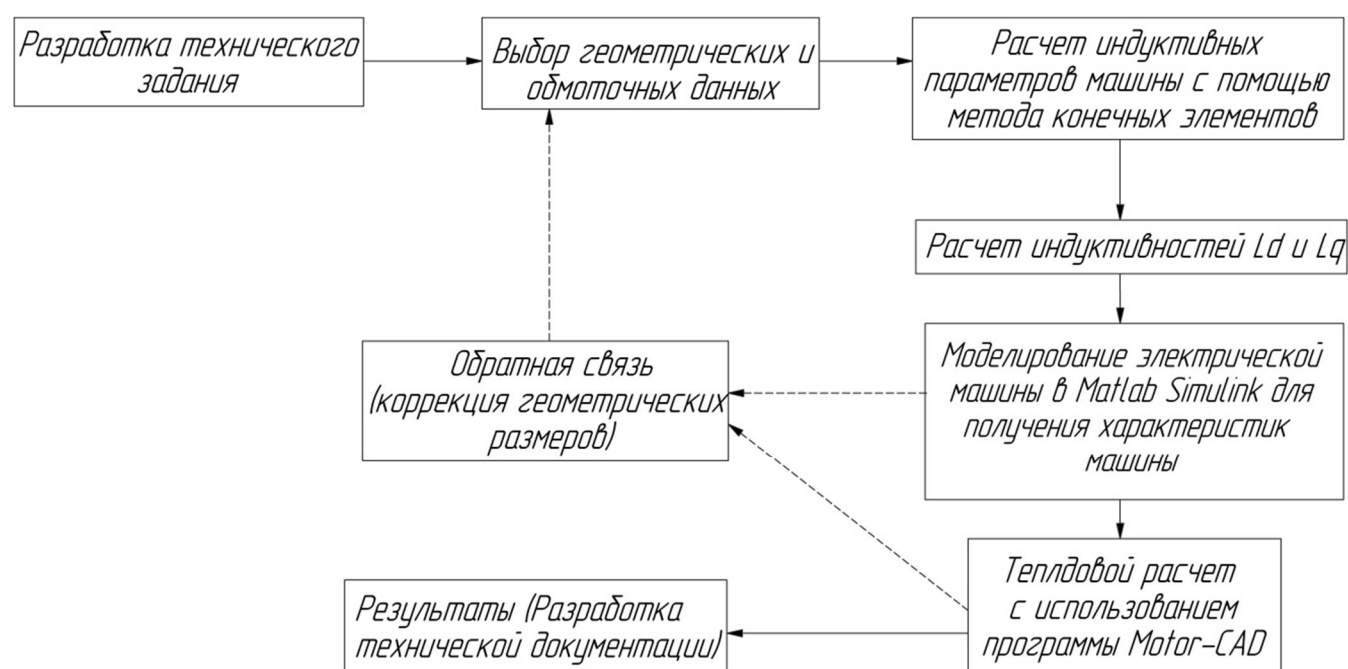


Рисунок 1.12 – Схема процесса проектирования

Выбор представленной схемы процесса проектирования обусловлен особенностями синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками, а также тем, что в последнее время требуется проектирование электрической машины с минимальными затратами и высокой точностью, из-за чего нет возможности выполнения опытных образцов и корректировки параметров машины после их изготовления. Современное развитие техники и повышение автоматизации технических процессов зачастую требует проектирования специальных электрических машин и изготовления небольшой партии электродвигателей, состоящей от

одного экземпляра до нескольких десятков машин с заданными в техническом задании параметрами. Поэтому зачастую необходимо в короткие сроки рассчитать, спроектировать и изготовить электрические машины при их соответствии заданным параметрам. Данные обстоятельства потребовали применения уточненных методов расчета и моделирования работы электрических машин в системах электроснабжения или совместно с преобразователем частоты.

Первым этапом проектирования является разработка технического задания. Техническое задание является документом, с помощью которого объективно оценивается качество выполненной работы. Составление технического задания является важным этапом проектирования электрических машин. Поэтому детали технического задания необходимо согласовывать с заказчиком. Далее происходит определение геометрических размеров и обмоточных данных. От выбора данных параметров будет зависеть характеристики проектируемой электрической машины. Данный этап важен. Поэтому были произведены исследования в области определения уточненных значений расчетных коэффициентов, от выбора которых напрямую зависит точность выбора основных размеров электрических машин. Область определения расчетных коэффициентов синхронных машин с постоянными магнитами не достаточно изучена по сравнению с другими областями выбора геометрических размеров. Также одной из не освещённых областей является область определения добавочных потерь при нагрузке. В классических методиках проектирования добавочные потери рассчитываются только для машин большой мощности из-за сложности определения, а в диапазоне малых и средних мощностей добавочные потери при нагрузке принимаются равными 0,5% от мощности электрической машины (ГОСТ 11828-86). Однако в рассматриваемом классе машин данный класс потерь может превосходить общепринятые рекомендации.

В ходе определения геометрических и обмоточных данных происходит рассмотрение и сравнение множества вариантов конструкции для определения оптимальной конфигурации электрической машины. Оптимизация геометрических размеров активного объема электрической машины является довольно сложной задачей, которая требует значительных затрат по времени. Поэтому в оптимизационном расчете на начальной стадии проектирования удобно использовать простые соотношения и строгую логическую структуру, которая есть в классических методиках определения геометрических и обмоточных данных, основанных на опыте разработок.

Согласно вышесказанному, при проектировании электрических машин выбор геометрических и обмоточных данных лучше производить посредством классических методов. Достоинством традиционных методик расчета электромеханических преобразователей энергии являются их компактность и строгая логическая структура, с помощью которой легко формировать стартовую точку расчетов. В предложенной схеме проектирования для синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками выбор геометрических размеров производится по традиционной методике, с учетом опыта проектирования электрических рассматриваемого класса на кафедре электромеханики НГТУ и описанной в методическом указании «Многополюсные синхронные машины с дробными зубцовыми обмотками» [40]. Для увеличения скорости и достоверности проектирования расчет производится с использованием системы компьютерной алгебры Mathcad. Выбор геометрический и обмоточных данных по классическим методикам проектирования, которые состоят из простых расчетных соотношений, удобно реализуется в программе Mathcad. Выбор Mathcad обусловлен интуитивным и простым для использования интерфейсом пользователя. Для ввода формул и данных можно использовать как клавиатуру, так и специальные панели инструментов.

Mathcad содержит сотни операторов и встроенных функций для решения различных технических задач. Программа позволяет выполнять численные и

символьные вычисления, производить операции со скалярными величинами, векторами и матрицами, автоматически переводить одни единицы измерения в другие [36].

Использование встроенных функций и возможностей программного пакета Mathcad позволяет быстро и с требуемой точностью производить расчет геометрических и обмоточных данных различных вариантов одной и той же машины для определения наилучшего варианта, производить оптимизацию конструкции, быстро перестраивать расчет. Интерфейс программного пакета Mathcad позволяет вводить формулы в общепринятом классическом виде. Данное обстоятельство удобно для восприятия и контроля результатов расчета. Встроенные функции позволяют присваивать размерности результатам, которые учитываются при дальнейшем использовании данных значений и переменных в расчете.

Для увеличения скорости проектирования был организован автоматический выбор стандартных размеров элементарных проводников. После предварительного расчета сечения элементарного проводника необходимо по справочным данным выбрать проводник с наиболее близким значением к расчетному. На основании данного принципа и был организован выбор стандартного проводника.

Применение программы Mathcad позволяет автоматизировать процесс выбора геометрических и обмоточных данных, рассматривать и рассчитывать большое количество вариантов конструкции и производить оптимизацию для конкретной электрической машины с минимальными затратами времени.

Расчет характеристик производится классическим методом. Однако в таком случае мы получаем характеристики только электрической машины, тогда как более информативным будет рассмотреть работу машины непосредственно в системе электроснабжения или с преобразователем частоты. Электродвигатели в современных системах электроприводов зачастую используются совместно с преобразователями частоты. В свою очередь генераторы могут применяться в автономных системах

электропитания или работать на выпрямитель на сеть бесконечной мощности, как, например, ветрогенераторы. Для достижения наилучших показателей электрических машин, целесообразно в процессе проектирования рассматривать процессы в электрических машинах совместно с внешними устройствами, которыми могут быть преобразователи частоты, выпрямители и так далее. Исходя из вышесказанного, применялись методы имитационного моделирования для определения рабочих характеристик электрической машины. Для создания точной модели необходимо задать такие параметры синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками, как индуктивности по продольной оси  $L_d$  и поперечной оси  $L_q$ , потокосцепление обмотки статора от постоянных магнитов, полюстность, скорость вращения, активное сопротивление статора. Индуктивные параметры электрических машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками определялись по результатам численного моделирования магнитного поля в активном объеме машины. Применение численных методов объясняется высокими удельными показателями рассматриваемого класса машин, требованиями к точности определения параметров. Кроме этого применяемые методы позволяют повысить скорость расчетов [26].

После определения недостающих данных производится моделирование работы синхронной машины с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой, что является первой итерацией. Далее происходит корректировка геометрических и обмоточных данных с последующим повторением моделирования поля численными методами, определением индуктивных параметров и определением характеристик при работе машины. Цикл производится до тех пор, пока не будут получены требуемые по техническому заданию параметры. Затем производится тепловой расчет для определения правомерности выбора электромагнитных нагрузок, материалов и конструкции. По результатам теплового расчета производится корректировка выбранных материалов и поверочный расчет

по схеме проектирования, представленной на рисунке 1.12. Полученные в итоге расчета характеристики проверяются на соответствие с требованиями технического задания. Далее производится подготовка технической документации для передачи в изготовление.

#### **1.4 Влияние конструкции синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на расчетные коэффициенты**

Традиционный подход к расчету размеров магнитных систем и индуктивных параметров классических и специальных синхронных машин базируется на расчетных коэффициентах, зависящих от геометрической конфигурации активных зон. Эти коэффициенты для различных типов машин отличаются не только по величине, но и количественно [20].

Наиболее интересным и требующим рассмотрения, с моей точки зрения, является определение обмоточного коэффициента. Обычно величина обмоточного коэффициента определяется при следующих допущениях [23]:

- весь поток, создаваемый основной гармоникой поля является потоком взаимоиндукции, т.е. весь поток основной гармоники сцеплен с витками обмотки;
- магнитные свойства стали сердечника, на котором расположена обмотка, не влияют на распределение поля  $\nu$ -й гармонической за границами зазора и потокосцепление обмотки может быть вычислено в предположении, что магнитная проницаемость стали равна бесконечности;
- раскрытия пазов бесконечно малы;
- зазор в сравнении с полюсным делением мал и затухание поля  $\nu$ -й гармонической в зазоре отсутствует.

При указанных допущениях определяется обмоточный коэффициент для классических обмоток, имеющих число пазов на полюс и фазу  $q > 1$ . Для таких обмоток ввиду того, что на одно полюсное деление приходится несколько зубцов, открытие пазов магнитопровода и его насыщение оказывает незначительное влияние на обмоточный коэффициент обмотки.

Как показали проведенные исследования для дробных зубцовых обмоток, имеющих  $q < 1$ , на величину обмоточного коэффициента существенное влияние оказывает, как открытие пазов, так и насыщение зубцовой зоны [75].

Аналитический способ определения обмоточного коэффициента через гармонический состав магнитодвижущей силы при гладком воздушном зазоре описан в литературном источнике [39]. При таком подходе не учитывается реальное распределение магнитного поля и геометрические данные электрической машины. Похожим методом происходит определение обмоточного коэффициента в работе [45] следующих авторов: Сеньков А.П., Бормотов А.В., Седунов Д.Ю.

В работе авторов Зечихин Б.С., Журавлев С.В., Ситин Д.А. [20] разработана модель, в которой использовалась принятая в электромеханике идеализация активной зоны электромеханического преобразователя энергии по результатам анализа стационарных магнитных полей. Так, зубчатая поверхность статора заменяется гладкой с приведенным рабочим зазором, а реальные токи в пазах — синусоидально распределенными слоями токов по продольной и поперечной осям машины. Используется также разложение единого магнитного поля машины на поля возбуждения и якоря, хотя магнитная цепь машины нелинейная [20]. Данные допущения сказываются на точности определения обмоточного коэффициента и не позволяют учитывать влияние открытия паза и распределения поля на величину обмоточного коэффициента для машин с дробными зубцовыми обмотками.

Определение обмоточного коэффициента рассматривается в работе Тейн Наинг Тун [51] с использованием метода конечно-элементного моделирования в программном пакете FEMM. Хотя в данной работе рассматривались возможности применения программного пакета FEMM в процессе проектирования, но при этом использовались идеализированные условия для нахождения обмоточного коэффициента. Обмоточный коэффициент определялся для классических сосредоточенных обмоток с диаметральной шагью, в которых открытие паза и насыщение магнитной системы не оказывают заметного влияния на величину



обмоточного коэффициента. Однако данные параметры оказывают влияние на величину обмоточного коэффициента в синхронных машинах с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками. Поэтому при определении обмоточного коэффициента необходима модель или методика, которая позволяла бы рассчитывать значение обмоточного коэффициента синхронных машин с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой в зависимости от величины открытия паза и величины воздушного зазора.

Также стоит отметить работу Шаншурова Г.А. и Червякова А.В. [61] по разработке теории матричных моделей обмоток. Одно из направлений в развитии аналитических методов исследований электрических машин – разработка методов учета дискретности, размещения и качества, вновь создаваемых обмоток с помощью их матричного описания [61].

В данном случае матричный метод анализа обмотки заключается в исследовании ее фильтрующих свойств по высшим и субгармоническим составляющим намагничивающих сил. На основе матричного анализа схемы обмотки можно достоверно определять суммарную намагничивающую силу, которая создается этой обмоткой, или суммарную электродвижущую силу (ЭДС), которая будет ею восприниматься [61].

Матричное описание обмотки дает представление о ее структуре и позволяет при создании новых схем обмоток определить [61]:

- обмоточный коэффициент;
- гармонический состав электродвижущей силы и магнитодвижущей силы;
- направление вращения гармонических составляющих поля в зазоре;
- симметрию фаз обмотки;
- чередования фаз для каждой гармоники ЭДС;
- эквивалентности параллельных ветвей обмотки, т.е. совпадения соответствующих гармоник ЭДС по величине и фазе;
- численное значение ЭДС.

Но при этом данный метод не учитывает влияние открытия пазов при расчете обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток, применяемых в синхронных машинах с постоянными магнитами.

Исходя из вышесказанного, была поставлена задача разработать решение для нахождения обмоточного коэффициента синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками в зависимости от относительного открытия паза (отношения ширины шлица паза к зубцовому шагу статора) и величины воздушного зазора.

### **1.5 Особенности расчета потерь на вихревые токи в роторе с постоянными магнитами.**

В классических методиках проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками в ряде случаев не учитываются потери в роторе от поля реакции якоря [40]. Проведенный анализ и опыт проектирования подобных машин на кафедре электромеханики НГТУ показывает, что величины этих потерь могут быть существенной добавкой к суммарным потерям. Не учет данных потерь в определенных случаях может приводить к недопустимому нагреву постоянных магнитов и их преждевременному выходу из строя [4; 25; 70; 79].

В области определения потерь на вихревые токи стоит выделить работы Кудряшова С.В. [31], Согрина А.И. [50], Афанасьева А.А. [4], Сенькова А.П. [45], Захаренко А.Б. [19], Waseem Roshen [82; 83] и ряда других авторов. В их работах произведена оценка влияния поля якоря на величину добавочных потерь в роторе и рассмотрены пути снижения данного вида потерь. Но следует также заметить, что в рассмотренных работах авторы не предлагают аналитических способов определения пульсаций индукции в объеме постоянных магнитов. Все вышперечисленные авторы используют результаты численного моделирования поля в активном объеме электрической машины. Численные методы действительно позволяют получать точные результаты. Однако для применения численных методов необходимо полностью спроектировать электрическую

машину, зная все геометрические размеры и создав модель для анализа. Безусловно, такие программные пакеты, например, как Ansys Maxwell позволяют рассматривать влияние вихревых токов на добавочные потери в постоянных магнитах [45]. В данном программном пакете расчет производится при следующих допущениях:

- Токи в фазах электрической машины изменяются по синусоидальному закону в зависимости от углового положения ротора;
- Магнитодвижущая сила катушек фаз обмотки задается как произведение числа витков катушки на ток, протекающий в катушке.

Расчет потерь на вихревые токи производится с помощью выражения для расчета мощности и имеет следующий вид:

$$P = \int_V \frac{\vec{J}}{\sigma} \vec{J} dV, \quad (1.2)$$

где  $\vec{J}$  – векторное поле плотности токов, индуцируемых в объеме  $V$ ;

$\sigma$  – удельная электрическая проводимость материала.

Применение метода конечно элементного анализа требует существенных затрат вычислительных ресурсов, поэтому его целесообразно проводить после окончания процесса проектирования, позволяющего определить геометрию и обмоточные данные машины. Поэтому в настоящей работе будут рассматриваться аналитические способы определения пульсаций индукции в объеме постоянных магнитов, которые наиболее эффективно применяются на начальных стадиях проектирования. Однако надо учитывать, что аналитические методы могут давать завышенную величину потерь по сравнению с экспериментальными данными [43]. Погрешность обусловлена принимаемыми допущениями, одним из которых является плоскопараллельный характер поля в активном объеме электрической машины, что не позволяет учесть влияние таких факторов как ограниченность длины элементов конструкции ротора. Учесть влияние на величину вихревых токов конечной длины конструктивных элементов ротора вдоль оси машины

можно путем решения отдельной задачи по расчету вихревых токов в проводящих элементах конструкции ротора.

Расчет потерь от вихревых токов в тонких пластинах, пронизываемых неподвижным переменным полем, рассмотрен в [56]. Так как высота и длина постоянного магнита много больше его толщины, можем считать его тонкой пластиной и воспользоваться для расчета потерь от вихревых токов следующим соотношением [56]:

$$P = \frac{c^2 H_0^2}{\sigma_1} F, \quad (1.3)$$

где  $F$  – коэффициент, зависящий от формы и размеров постоянного магнита и определяемый согласно рекомендациям [56];

$H_0$  – напряженность магнитного поля в магните;

$\sigma_1$  – удельная поверхностная проводимость постоянного магнита, равная произведению удельной проводимости на толщину магнита;

$c$  – коэффициент, равный произведению  $\omega \sigma \mu_0$ ;

$\mu_0$  – магнитная постоянная;

$\omega$  – угловая частота вращения поля.

С помощью формулы (1.3) могут быть найдены потери на вихревые токи в постоянных магнитах различной формы. Хотя данная формула универсальна и может использоваться для различных форм пластин, но имеет ряд допущений и требует определения коэффициента, который зависит от геометрии магнита.

Анализ научно технической литературы по проблеме определения потерь на вихревые токи в синхронных машинах с постоянными магнитами показала, что рассматриваемые потери на вихревые токи рассматриваются только в конструкциях с внешним расположением магнитов. Авторы считают, что рассматриваемый вид потерь имеет значительную величину в таких конструкциях. В данной работе будут исследоваться различные конструкции роторов с внешней и внутренней установкой магнитов, а также такие специфические конструкции как с шевронным или V-образным расположением

магнитов. Исходя из вышесказанного, была поставлена задача получить расчетное соотношение для определения потерь на вихревые токи в постоянных магнитах призматической формы роторов с внутренней установкой магнитов, так и роторов с поверхностной установкой магнитов.

## ГЛАВА 2 РАСЧЕТНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ

При проектировании электрических машин с использованием традиционных методик необходимо применять расчетные и эмпирические коэффициенты для определения геометрических размеров активного объема электрической машины. Как было сказано в пункте 1.4, традиционные методики расчета базируются на моделях с сосредоточенными параметрами цепей, которые определяются с помощью распределенных моделей на основе теории поля. Связь между распределенными и сосредоточенными параметрами устанавливается системой расчетных коэффициентов, существенно ускоряющих и облегчающих задачу выбора геометрических и обмоточных данных. Классический подход к расчету размеров активного объема электрических основан на применении расчетных коэффициентов, зависящих от геометрической конфигурации активных зон. При этом стоит заметить, что для расчета параметров различных типов машин применяются коэффициенты, которые могут отличаться как по величине, так и количественно [20].

Поэтому в данном разделе работы определялись расчетные коэффициенты с учетом особенностей синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками и возбуждением от постоянных магнитов, а также рассматривались возможности применения результатов исследований при проектировании машин данного класса.

При выборе геометрии активного объема данного класса электрических машин необходим обоснованный и правильный выбор ряда коэффициентов, например, такого как обмоточный коэффициент. Как видно из главной формулы проектирования (2.1) от выбора данных коэффициентов будут зависеть главные размеры машины, которые в свою очередь определяют характеристики электрической машины и точность расчета. На начальном этапе проектирования

электрической машины из величин, входящих в главную формулу проектирования (2.1) известна только мощность и угловая частота вращения по техническому заданию, так как без данных величин будет бесконечное количество вариантов исполнения электрической машины.

$$\frac{D_i^2 l_\delta \Omega}{P'} = \frac{2}{\pi \alpha_\delta k_o k_B A B_\delta}, \quad (2.1)$$

где  $D_i$  – диаметр расточки статора;

$l_\delta$  – расчетная длина воздушного зазора;

$\Omega$  – частота вращения ротора;

$P'$  – расчетная мощность;

$A$  – линейная нагрузка;

$B_\delta$  – индукция в воздушном зазоре;

$\alpha_\delta$  – коэффициент полюсного перекрытия;

$k_o$  – обмоточный коэффициент;

$k_B$  – коэффициент формы поля.

Выбор величины электромагнитных нагрузок ( $A$  и  $B_\delta$ ) производится на основании тепловых факторов, то есть соответствие проектируемой электрической машины требуемому классу нагревостойкости. Коэффициенты, входящие в выражение главной формулы проектирования (2.1), выбираются по рекомендациям, основанным на опыте проектирования, либо получены путем решения локальных задач методами теории поля. От их выбора будет зависеть точность определения параметров и количество итераций при расчете электромеханического преобразователя энергии [46].

## **2.1 Определение обмоточного коэффициента синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками**

Рассмотрим определение обмоточного коэффициента. Процесс преобразования энергии связан с одной, основной (рабочей) гармоникой магнитного поля в воздушном зазоре, а качество преобразования энергии

зачастую связывают с обмоточным коэффициентом для рабочей гармоники поля и ЭДС [62].

Обмоточный коэффициент учитывает уменьшение ЭДС фазы, уложенной в пазы обмотки электрической машины, по сравнению с расчетной ЭДС обмотки с тем же числом витков, но имеющей диаметральный шаг и сосредоточенной в одной катушке. Обмоточный коэффициент для классических обмоток чаще всего определяется в виде произведения коэффициента укорочения на коэффициент распределения [30].

Как известно, обмоточный коэффициент  $\nu$ -й гармонической  $k_{ov}$  входит в выражение для ЭДС (2.2) и учитывает распределение обмотки по пазам и укорочение шага обмотки.

$$E_{\nu} = \pi\sqrt{2}fW_{\phi}k_{ov}\left(\frac{2}{\pi}B_{\nu m}\right)\tau_{\nu}l_{\delta}, \quad (2.2)$$

где  $f$  – частота напряжения;

$W_{\phi} = 2pW_kq / a_1$  – число последовательных витков фазы;

$\tau_{\nu} = \frac{\pi D}{2p}$  – полюсное деление;

$p$  – число пар полюсов;

$B_{\nu m}$  – амплитуда  $\nu$ -й гармонической индукции магнитного поля;

$q$  – число пазов на полюс и фазу;

$a_1$  – число параллельных ветвей;

$W_k$  – число витков катушки.

Как уже было указано выше, при определении обмоточного коэффициента через ЭДС и амплитуды индукции в воздушном зазоре традиционно принимаются следующие допущения [51]:

- 1) весь поток  $\nu$ -й гармонической является потоком взаимоиндукции;
- 2) свойства стали сердечника, на котором расположена обмотка, не влияют на распределение поля  $\nu$ -й гармонической за границами зазора и потокосцепление



обмотки может быть вычислено в предположении, что магнитная проницаемость стали равна бесконечности;

3) раскрытия пазов бесконечно малы;

4) зазор в сравнении с полюсным делением мал и затухание поля  $v$ -й гармонической в зазоре отсутствует;

5) проводники обмотки расположены на поверхности гладкого статора.

В классической теории обмоточный коэффициент для стандартных распределенных обмоток, у которых на полюс приходится больше одного зубца, определяется с указанными выше допущениями.

Как известно, вращающееся поле, кроме основной гармонической индукции, может содержать в той или иной мере выраженные высшие гармонические индукции [23]. В электрических машинах с однозубцовыми обмотками создаются две основные пространственные гармоники магнитодвижущей силы с близкими полюсностями и амплитудами, перемещающимися в воздушном зазоре в разные стороны [64]. Кроме данных сильных гармоник рассматриваемый тип обмоток создает большое количество, как высших пространственных гармонических индукции, так и субгармоник. Так генератор аварийного динамического торможения крановой установки с дробнозубцовой обмоткой с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$  имеет гармонический ряд, представленный на рисунке 2.1. Основной рабочей гармоникой является 17-я. Близкой по амплитуде и имеющей обратное направление вращения гармоникой является 19-я. Определение обмоточного коэффициента производилось для основной гармоники поля.

Обмоточный коэффициент входит в выражение амплитуды потокосцепления фазы для  $v$ -й гармоники (2.3).

$$\Psi_{\text{фвм}} = W_{\text{ф}} k_{\text{ов}} \Phi_{\text{вм}}, \quad (2.3)$$

где  $\Phi_{\text{вм}} = \frac{2}{\pi} \tau_v l_{\delta} B_{\text{вм}}$  – магнитный поток  $v$ -й гармонической магнитного поля на полюсном делении.

Как видно из выражения (2.3) обмоточный коэффициент можно определить следующим образом:

$$k_{ov} = \frac{\Psi_{\phi_{VM}}}{W_{\phi} \Phi_{VM}}. \quad (2.4)$$

Данное соотношение и было использовано при определении обмоточного коэффициента однозубцовых обмоток машин с постоянными магнитами. Значения потокосцепления фазы и магнитного потока на полюсном деление для определения обмоточного коэффициента были взяты из конечно-элементной модели, построенной в программном продукте FEMM с помощью средств встроенного программирования на языке Lua [11; 42; 54].

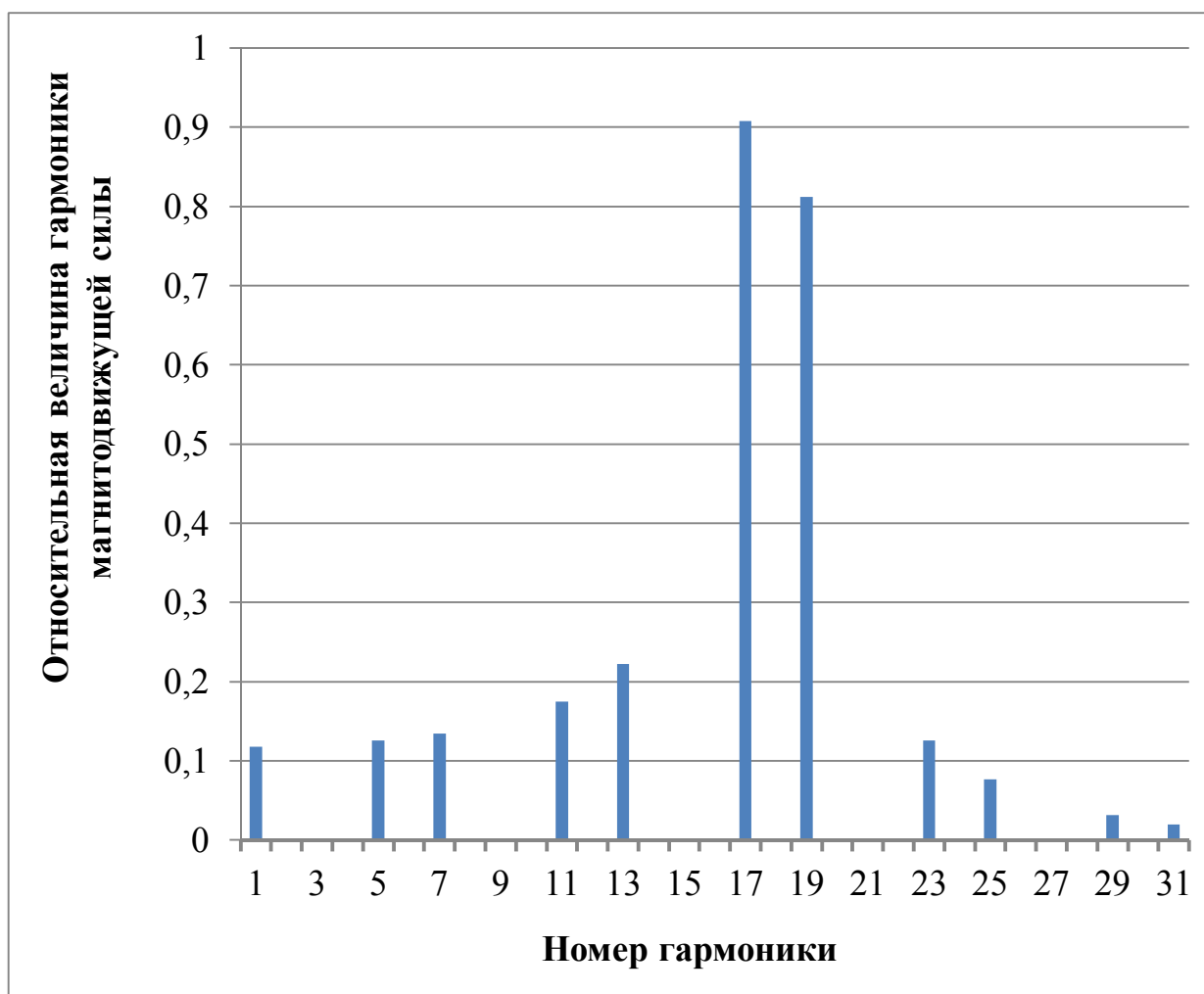


Рисунок 2.1 – Гармонический анализ магнитного поля для трехфазной обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$

### 2.1.1 Численный расчет значения обмоточного коэффициента с использованием упрощенной модели синхронной машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками

В построенной модели расчет производится при учете зубчатости статора, при этом относительная проницаемость стали в модели задается значением, которое больше реальной относительной проницаемости электротехнической стали, так как в программе не может быть задана проницаемость равная бесконечности. Такое значение проницаемости принято для рассмотрения определения обмоточного коэффициента без влияния насыщения стали. Изменение ширины шлица паза статора приводит к изменению величины и распределения магнитного поля, что сказывается на показателях электрической машины.

Для анализа обмоточного коэффициента дробно-зубцовых обмоток реальная геометрия ротора заменялась синусоидальным распределением вектора магнитного потенциала на поверхности ротора, который зависит от полюстности ротора данной обмотки. Данное упрощение модели позволяет рассматривать обмоточный коэффициент независимо от типа конструкции ротора с постоянными магнитами. Полученные результаты можно распространить на весь класс машин с однозубцовыми обмотками, не зависимо от мощности и частоты вращения. Распределение поля в конечно-элементной модели, которое показывает влияния относительного открытия паза (соотношения ширины шлица паза статора к зубцовому шагу статора) на величину обмоточного коэффициента представлено на рисунке 2.2.

Обмотка задается как область с определенным числом витков [42]. Токи в фазах равны нулю.

Определение значения обмоточного коэффициента для основной гармоники поля определяется по соотношению (2.4). Магнитный поток  $v$ -й гармонической магнитного поля определяется через индукцию магнитного поля в воздушном зазоре, полученную по результатам численного моделирования активного объема

машины. График магнитной индукции в воздушном зазоре представлен на рисунках 2.3 и 2.4. Как видно из данной зависимости магнитная индукция имеет несинусоидальный характер из-за наличия большого спектра гармоник магнитного поля. Полученная кривая была разложена в ряд для выделения основной рабочей гармоники магнитного поля. Амплитуда магнитной индукции  $v$ -й гармонической поля определяется при положении ротора, когда потокосцепление фазы А максимально [60]. На основании численного моделирования магнитного поля получена зависимость потокосцепления фазы А от угла поворота ротора, представленной на рисунке 2.5. Полученные кривые также раскладываются в ряд Фурье и выделяется основная рабочая гармоника поля. Значения амплитуды потокосцепления  $v$ -й рабочей гармонической магнитного поля непосредственно использовались при расчете обмоточный коэффициент по основной гармонике поля.

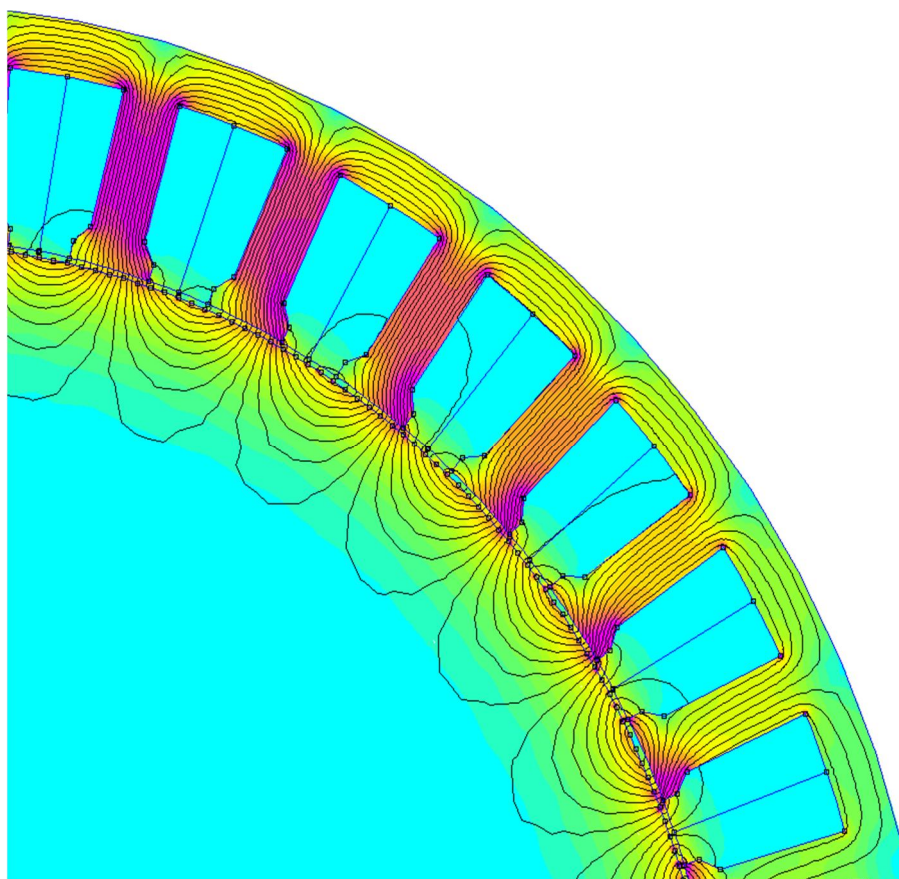


Рисунок 2.2 – Распределение поля в конечно-элементной электрической машины для дробно-зубцовой обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$  при замене ротора синусоидальным распределением вектора магнитного потенциала

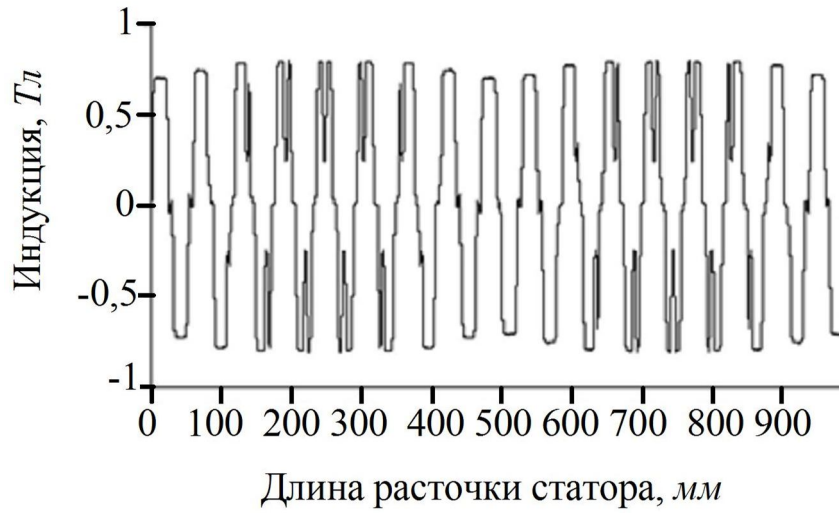


Рисунок 2.3 – Индукция в воздушном зазоре по длине расточки статора

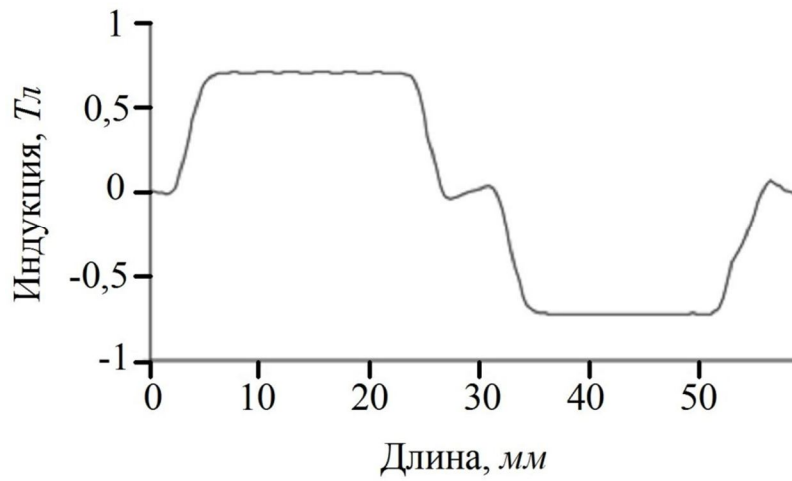


Рисунок 2.4 – Индукция в воздушном зазоре на паре полюсов

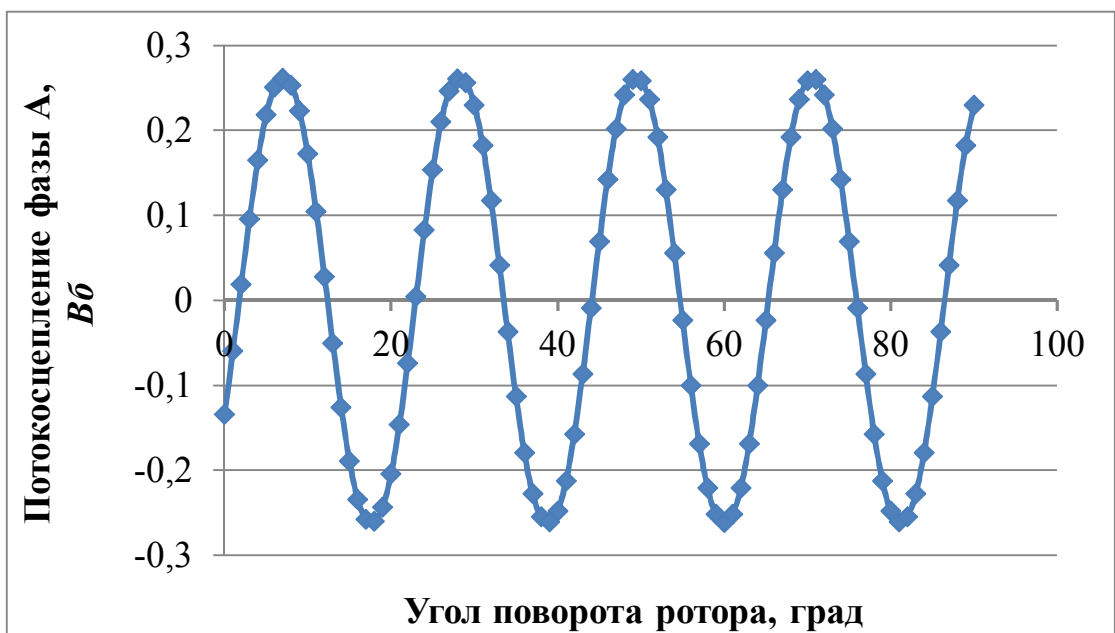


Рисунок 2.5 – Зависимость потокоцепления фазы А от угла поворота ротора

Результаты расчета представлены на рисунке 2.6. Как видно из зависимостей, при увеличении открытия паза обмоточный коэффициент уменьшается на 10 % от своего первоначального значения. Значения обмоточных коэффициентов были рассчитаны аналитически через амплитуду рабочей гармоники индукции, при гладком равномерном воздушном зазоре и магнитной проницаемости магнитопровода статора равной бесконечности и представлены в работе [64] (таблица 2.1). Изменение величины обмоточного коэффициента объясняется появлением потоков рассеяния и соответствующим уменьшением потокосцепления из-за учета зубчатости на поверхности статора электрических машин с дробными зубцовыми обмотками. Амплитуды высших гармонических магнитных потоков тем меньше, чем меньше зубцовые деления, и зависимость их от числа пазов сходна с аналогичной зависимостью проводимости по головкам зубцов от числа пазов [10]. Увеличение открытия пазов приводит к увеличению амплитуды высших гармонических поля и уменьшению потокосцепления.

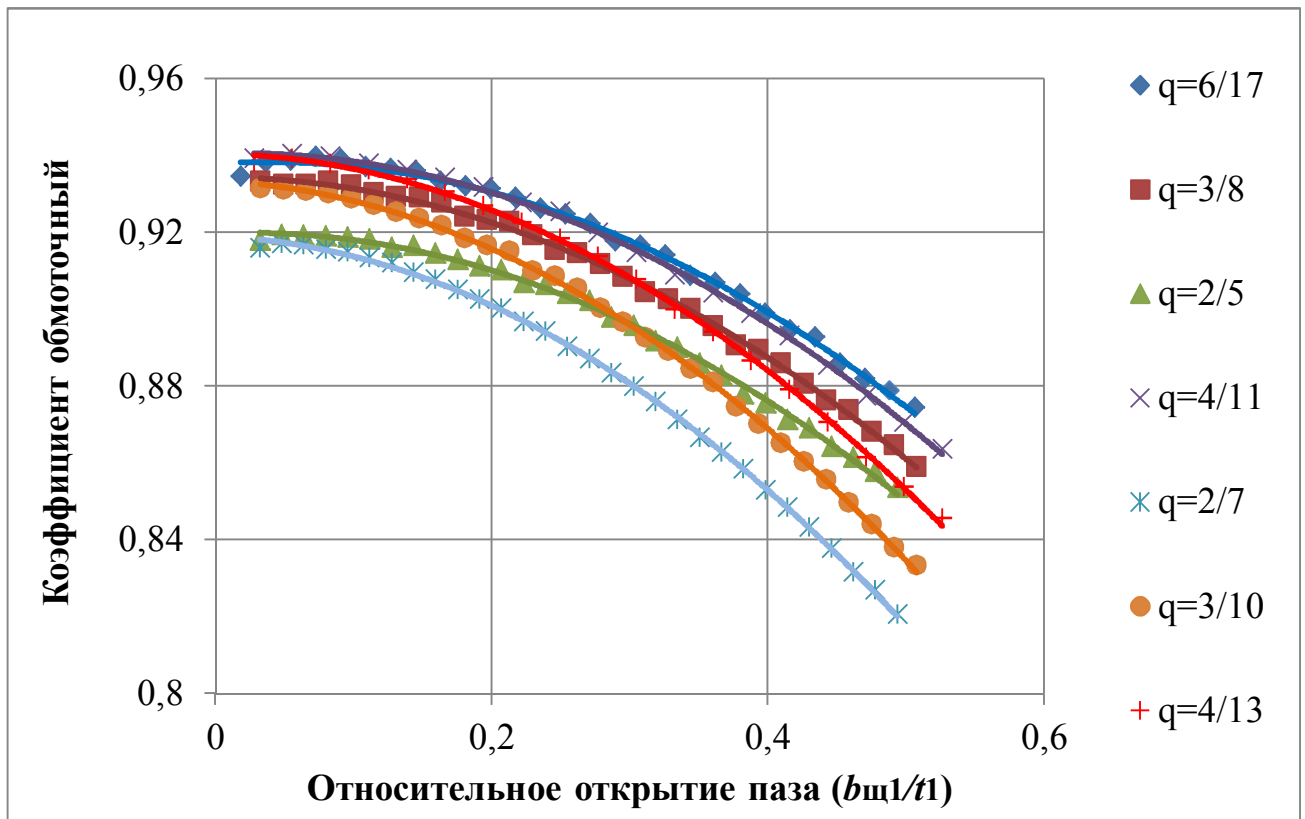


Рисунок 2.6 – Зависимости обмоточного коэффициента от относительного открытия паза для различных значений числа пазов на полюс и фазу.

Таблица 2.1 – Значения обмоточного коэффициента, полученные через амплитуды рабочей гармоники индукции, для различных значений числа пазов на полюс и фазу  $q$

$q$	6/17	3/8	3/10	2/5	5/7	4/11	4/13
$k_o$	0,953	0,945	0,945	0,933	0,933	0,95	0,95

Построенная конечно элементная модель для анализа влияния открытия паза на величину обмоточного коэффициента также учитывает потоки пазового рассеяния и потоки, замыкающиеся через коронки зубцов статора и не связанные с обмоткой статора. По классической теории обмоточный коэффициент определяется при допущениях, что обмотка в пазах сосредоточена в одной точке. В предлагаемой модели обмотка в пазах задается как область с определенным материалом и числом витков. В то же время потоки, замыкающиеся через коронки зубцов, не образует вращающий момент и уменьшают величину потокосцепления при таком же потоке в воздушном зазоре.

Упрощенная численная модель составлена с использованием классической теории и традиционных допущений, которые применяются при аналитическом определении обмоточного коэффициента. За одним исключением, рассмотрение обмоточного коэффициента в упрощенной модели происходит при учете зубчатости статора в отличие от классической теории, в которой определение обмоточного коэффициента происходит при допущении, что проводники обмотки расположены на поверхности гладкого статора. Упрощенная модель была составлена для рассмотрения влияния различных параметров на величину обмоточного коэффициента в качестве первого приближения. С помощью данной модели была выявлена зависимость обмоточного коэффициента от открытия паза статора. Для уменьшения количества принятых допущений и получения более точного результата была построена численная модель с использованием «реальной» геометрии зубцово-пазовой зоны синхронных машин с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой.

## 2.1.2 Численный расчет значения обмоточного коэффициента с использованием «реальной» геометрии синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками

Вторая модель по определению значений обмоточного коэффициента для однозубцовых обмоток с различным числом пазов на полюс и фазу, представленная на рисунке 2.7, строится на основании поперечного сечения активного объема, при реальной геометрии ротора с постоянными магнитами, и учитывает свойства реальной стали, применяемой в магнитопроводах данного класса электрических машин.

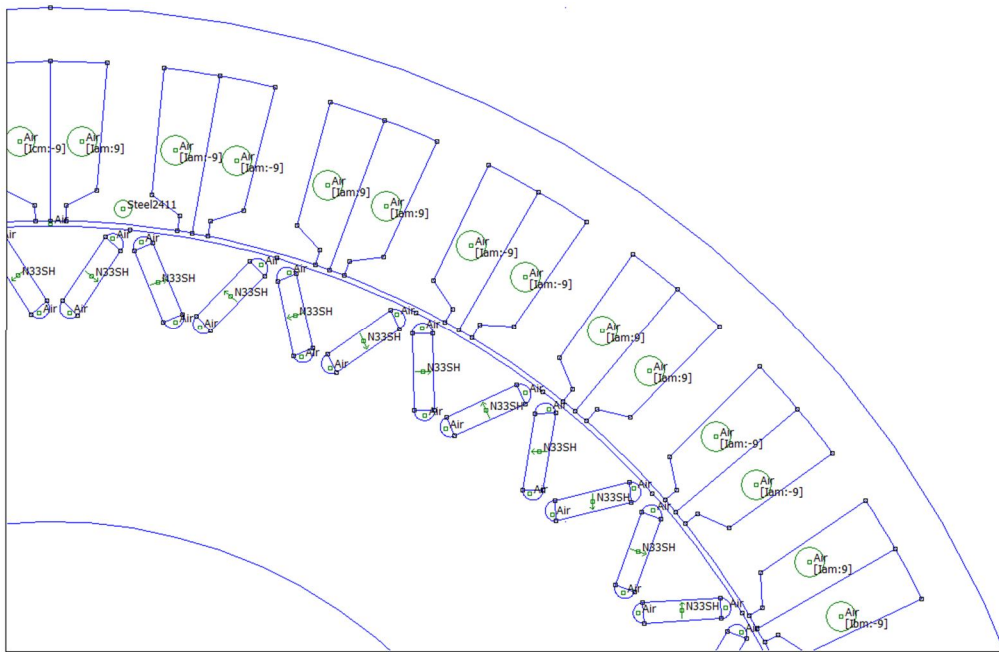


Рисунок 2.7 – Конечно-элементная модель активного объема электрической машины для дробно-зубцовой обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$  при «реальной» геометрии

Рассматриваемая модель позволяет избавиться от некоторых допущений, например, позволяет учесть влияние свойств стали на распространение и распределение магнитного поля. Во второй модели также учитываются потоки дифференциального рассеяния, пазового и замыкающиеся через коронки зубцов статора. При моделировании электрических машин роторов с тангенциальным направлением намагниченности магнитов учитывается перераспределение



магнитных потоков, что приводит к уменьшению потокосцепления, и соответствующему уменьшению обмоточного коэффициента. Результаты расчета представлены на рисунке 2.8.

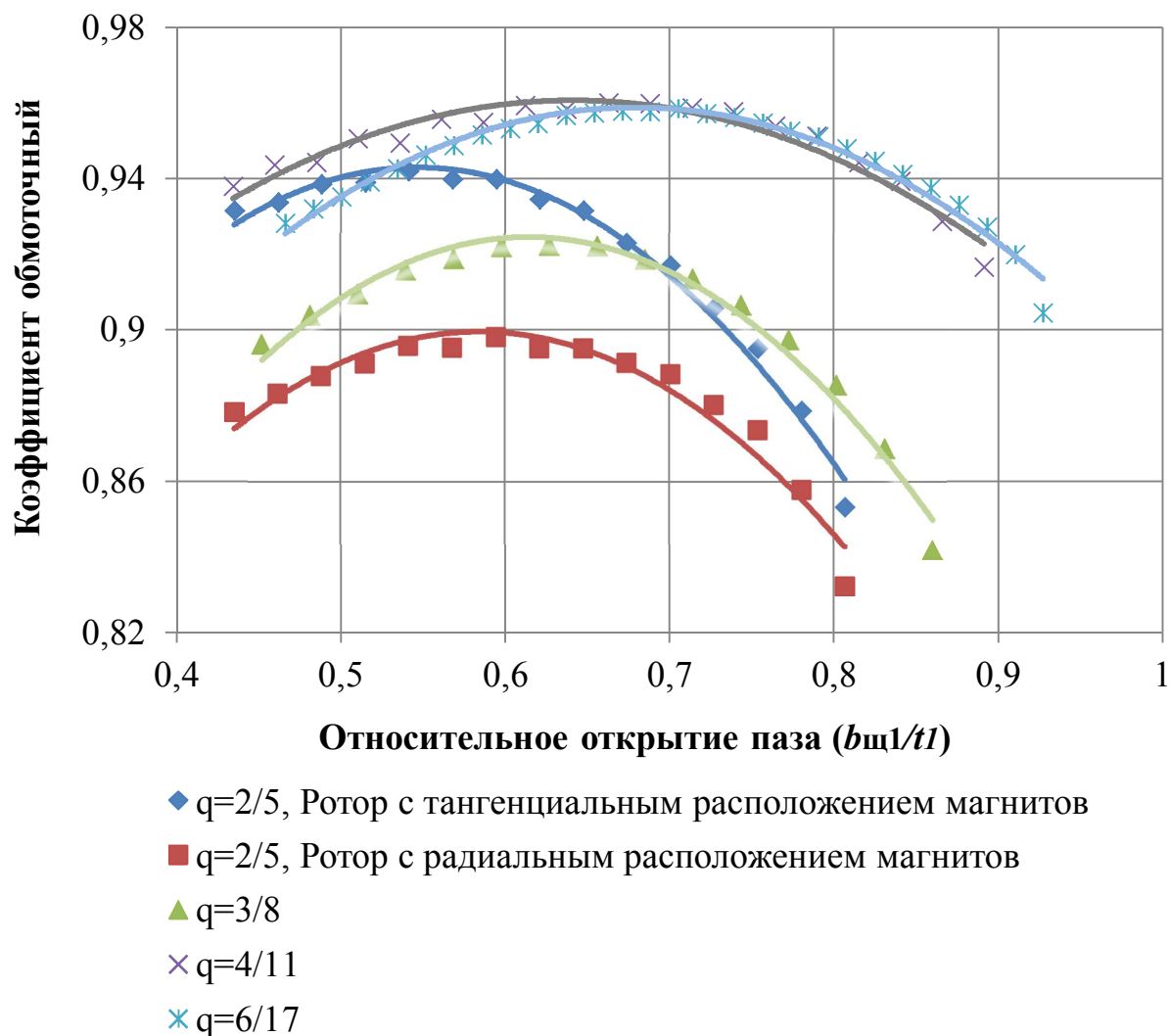


Рисунок 2.8 – Зависимости обмоточного коэффициента однозубцовых обмоток от относительного открытия паза для различных значений числа пазов на полюс и фазу при «реальной» геометрии электрической машины.

Изменение характера кривых связаны с влиянием реальной геометрии активного объема электрической машины и свойствами материалов. Перераспределение величины обмоточного коэффициента при расчете второй модели, по сравнению с первой, обусловлено не синусоидальностью потока от постоянных магнитов, потоками рассеяния, замыкающимися через коронки зубцов статора и воздушный зазор. Кроме этого, на распределение напряженности

магнитного поля влияют свойства листов стали магнитопровода статора. При увеличении открытия пазов статора идет уменьшение потоков рассеяния через коронки. При значении относительного открытия паза на уровне 0,3 достигается максимальное значение обмоточного коэффициента для исследуемых синхронных машин с постоянными магнитами и дробно-зубцовыми обмотками. При дальнейшем увеличении ширины шлица паза статора происходит возрастание потоков дифференциального рассеяния и уменьшение обмоточного коэффициента.

Результаты определения обмоточного коэффициента могут использоваться при проектировании синхронных машин с дробными зубцовыми машинами и постоянными магнитами. Целесообразно при проектировании синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками и возбуждением от постоянных магнитов выбирать величину открытия пазов статора из соотношения  $\frac{b_{\text{ш1}}}{t_1} = 0,25 - 0,35$ , где

$b_{\text{ш1}}$  – ширина шлица паза (открытия паза);  $t_1$  – зубцовый шаг на статоре. При указанных соотношениях получаются максимальные значения обмоточных коэффициентов, что позволяет получить большую мощность при тех же главных размерах машины. Выбор больших значений открытий пазов статора будет приводить к ухудшению показателей проектируемой машины из-за потоков рассеяния, а также увеличению пульсаций момента и «залипаний» ротора с постоянными магнитами [52].

### 2.1.3 Выражение для определения значения обмоточного коэффициента

Приведенные выше рекомендации имеют общий характер, которые описывают только диапазон наиболее эффективных значений открытия паза статора для различных конструкций синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками и постоянными магнитами на роторе. Однако при проектировании и определении геометрических размеров активного объема электрической машины в инженерных методиках требуется конкретное значение обмоточного коэффициента. С этой целью проведена аппроксимация представленных на

рисунке 2.8 зависимостей коэффициента обмоточного от относительного открытия паза статора с использованием метода наименьших квадратов [22]. Полученные зависимости имеют схожую структуру, что позволяет вывести формулу для уточнения коэффициента обмоточного (2.5). Формулу именно для уточнённого значения обмоточного коэффициента. Так как выведенная формула предполагает зависимость обмоточного коэффициента от геометрических размеров, определение которых происходит при непосредственном использовании обмоточного коэффициента. Поэтому предлагается способ, при котором изначально производится расчет геометрических размеров активного объема синхронной машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на статоре с использованием значения обмоточного коэффициента, полученного через амплитуды рабочей гармоники индукции для определенного числа пазов на полюс и фазу. После определения геометрических размеров активного объема электрической машины производится уточняющий расчет коэффициента обмоточного посредством формулы (2.5).

$$k_o = -A_k \left( \frac{b_{\text{ш1}}}{t_1} \right)^2 + B_k \frac{b_{\text{ш1}}}{t_1} + C_k, \quad (2.5)$$

где  $A_k$ ,  $B_k$  и  $C_k$  – коэффициенты, которые зависят от числа пазов на полюс и фазу  $q$  и величины воздушного зазора между статором и ротором;

$b_{\text{ш1}}$  – величина открытия паза статора (ширина шлица паза);

$t_1$  – зубцовый шаг на статоре.

Значения коэффициентов  $A_k$ ,  $B_k$  и  $C_k$  для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$  и различных конструкций ротора представлены на рисунках 2.9, 2.10 и 2.11. Коэффициенты  $A_k$ ,  $B_k$  и  $C_k$  представлены в зависимости от отношения величины воздушного зазора  $\delta$  к полюсному делению  $\tau$ . Определить значения коэффициентов  $A_k$ ,  $B_k$  и  $C_k$  для наиболее используемых дробных зубцовых обмоток можно по зависимостям, которые представлены на рисунках А.1 – А.9 в приложении А.

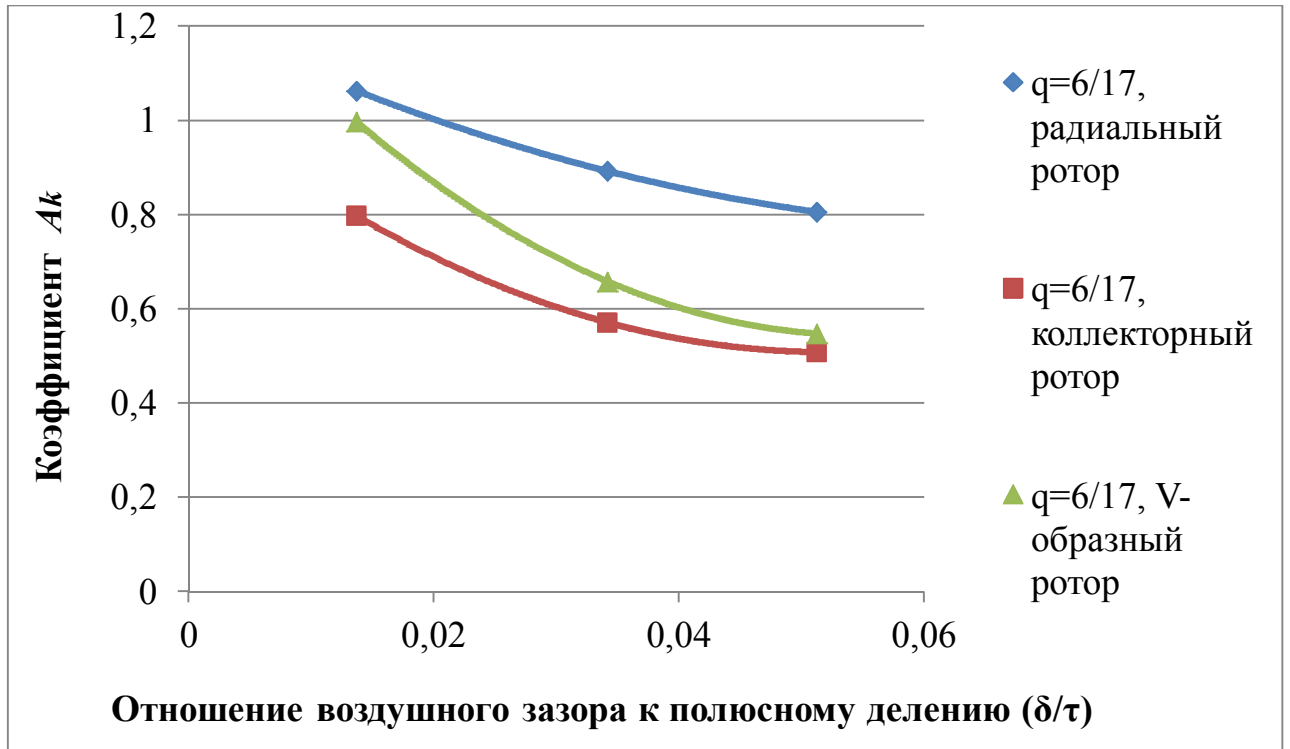


Рисунок 2.9 – Зависимость коэффициента  $A_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$

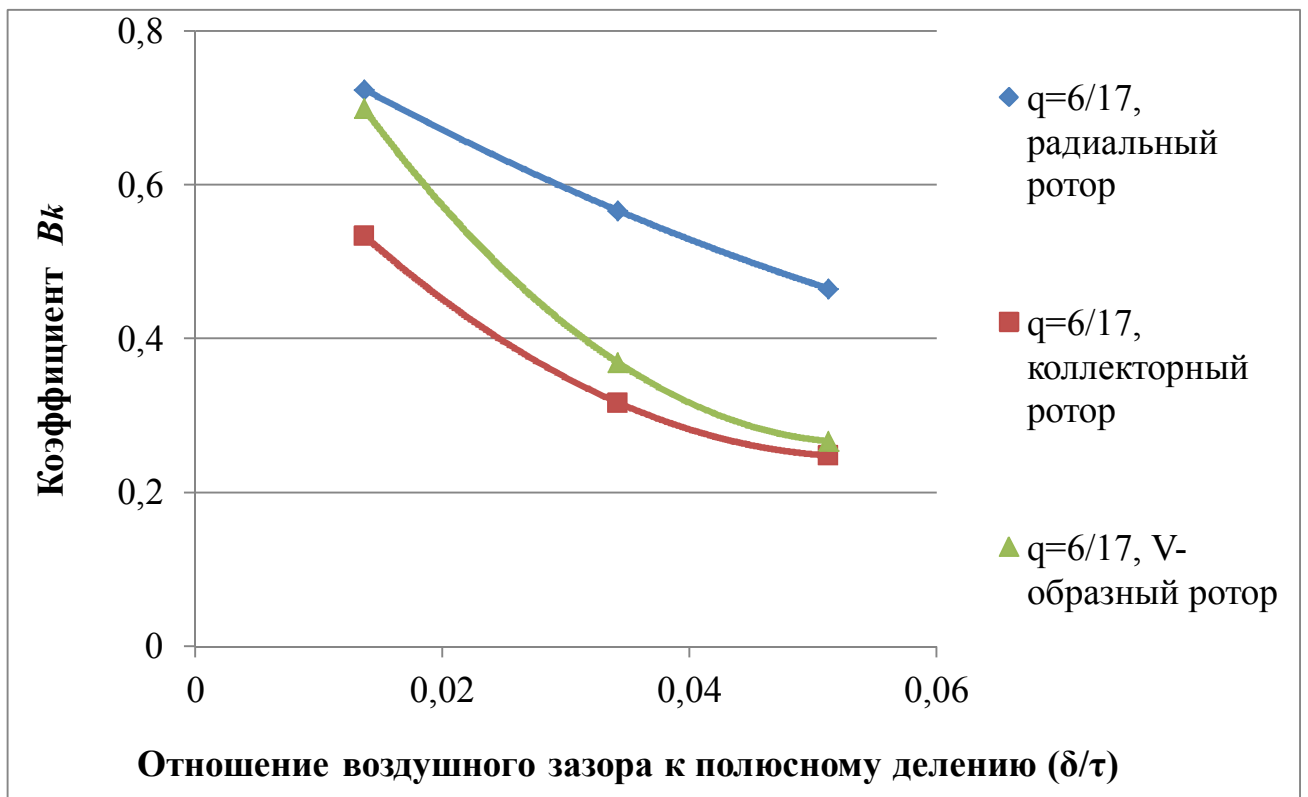


Рисунок 2.10 – Зависимость коэффициента  $B_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$

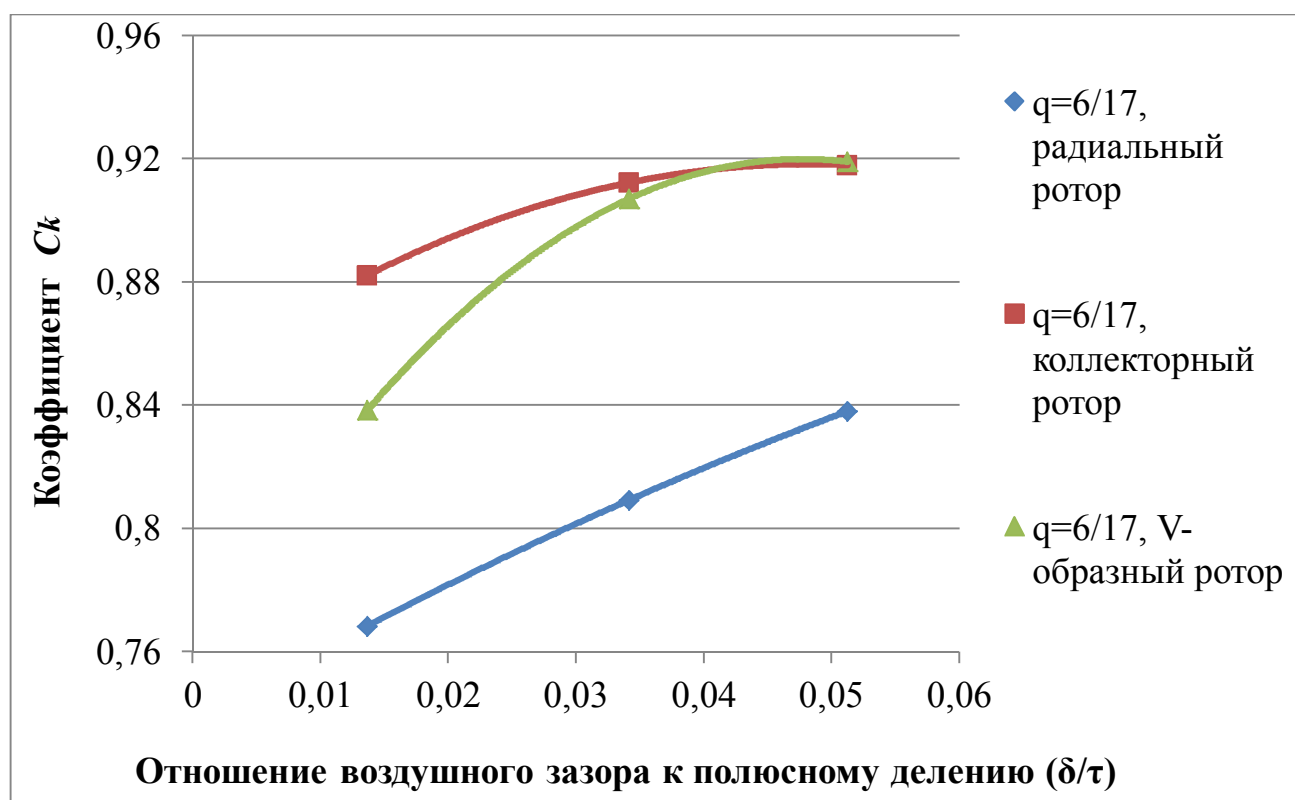


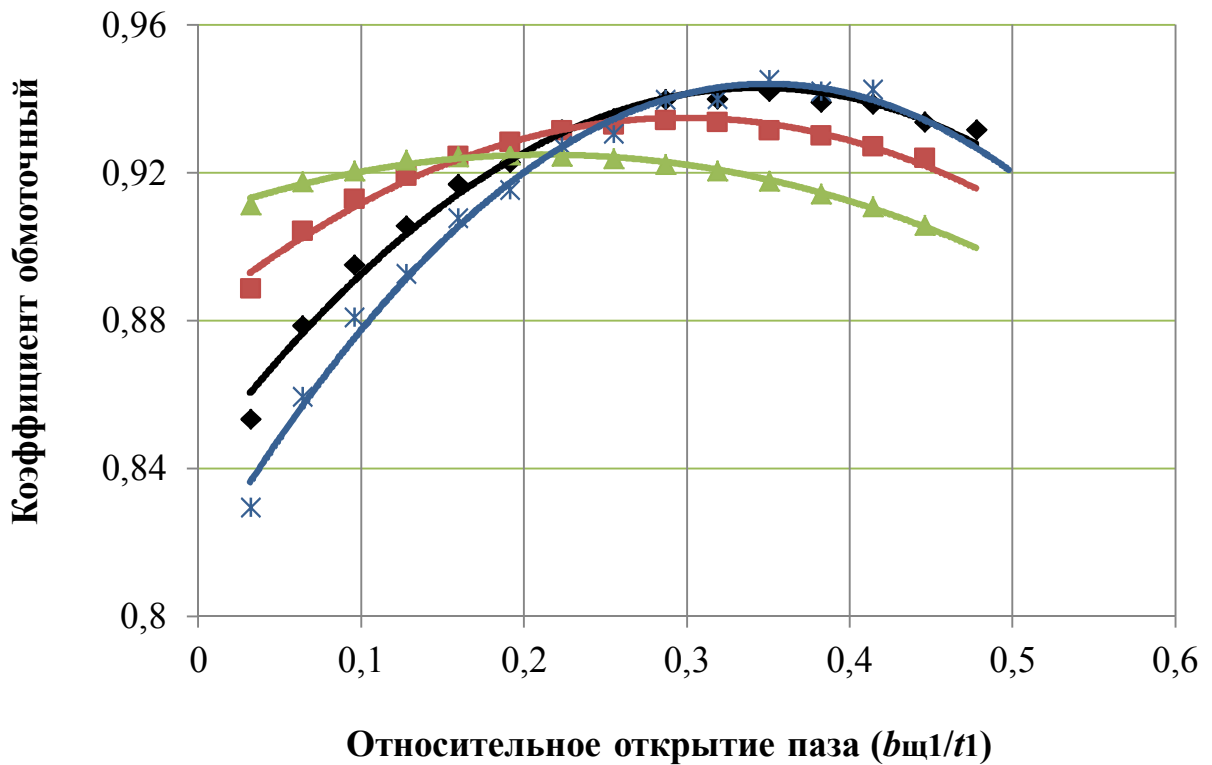
Рисунок 2.11 – Зависимость коэффициента  $C_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$

Расчеты, произведенные методом конечно элементного анализа, показали, что обмоточный коэффициент зависит от геометрических размеров, используемых в формуле (2.5). Расчеты производились для дробных зубцовых обмоток с наиболее используемыми числами пазов на полюс и фазу.

Проведенные расчеты показали, что на величину обмоточного коэффициента влияет величина воздушного зазора. Расчеты производились при изменении только величины воздушного зазора, все остальные размеры зубцовой зоны статора, а также параметры и размеры магнитов не изменялись. При увеличении воздушного зазора значение обмоточного коэффициента становятся больше при  $b_{щ1}/t_1 < 0,25$  и меньше при  $b_{щ1}/t_1 > 0,25$ . Также следует заметить, что при значительном увеличении воздушного зазора и увеличении открытия паза происходит значительное снижение значения обмоточного коэффициента, зависимость все круче загибается к оси абсцисс, что говорит об ухудшении

показателей проектируемых электрических машин при использовании большего значения воздушного зазора и полностью открытых пазов.

Результаты расчета методом конечно элементного анализа и с использованием аппроксимированной формулы (2.5) представлены на рисунках 2.12 – 2.15. Как видно из рисунков 2.12 – 2.15, графики аппроксимированной функции обмоточного коэффициента имеют хорошее совпадение с результатами численного моделирования. Погрешность в определение обмоточного коэффициента с помощью аппроксимированного выражения (2.5) по сравнению с результатами численного моделирования составляет 0,025 – 1 %.



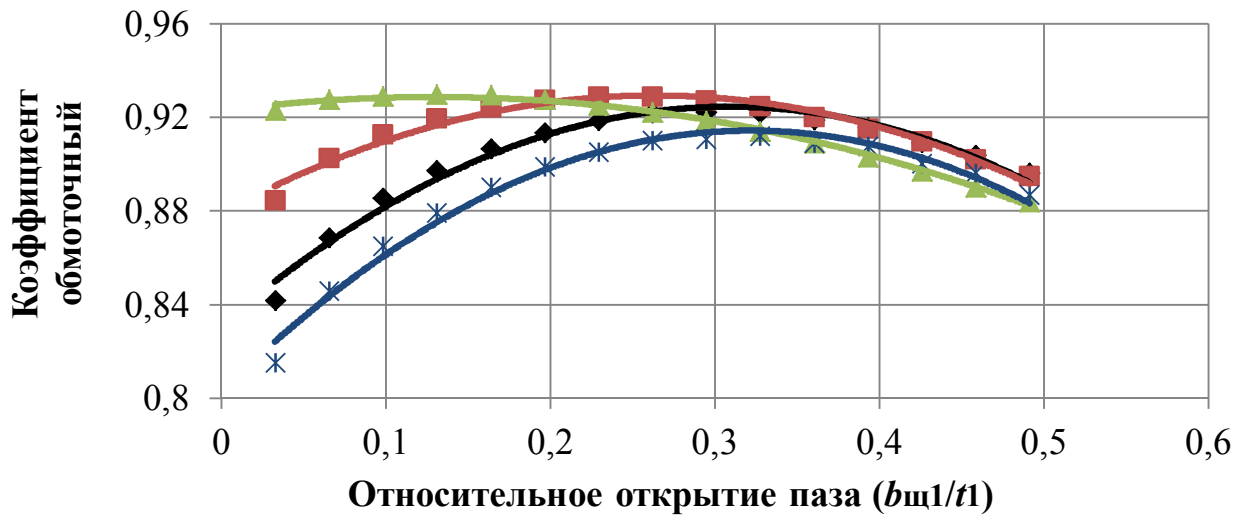
Расчетные значения:

- \* -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,02$
- ♦ -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,026$
- -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,04$
- ▲ -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,066$

Аппроксимированные значения:

- (синий) -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,02$
- (черный) -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,026$
- (красный) -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,04$
- (зеленый) -  $q=2/5$ ,  $\delta/\tau=0,066$

Рисунок 2.12 – Зависимости обмоточного коэффициента от относительного открытия паза для числа пазов на полюс и фазу  $q=2/5$



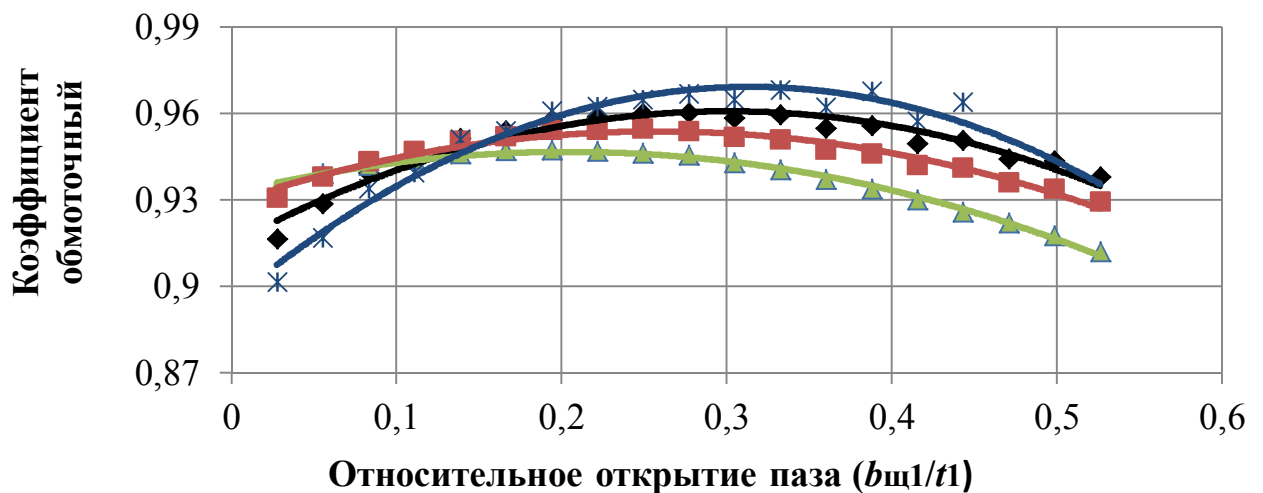
Расчетные значения:

- ✱ -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,022$
- ◆ -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,029$
- -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,044$
- ▲ -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,073$

Аппроксимированные значения:

- -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,022$
- -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,029$
- -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,044$
- -  $q=3/8$ ,  $\delta/\tau=0,073$

Рисунок 2.13 – Зависимости обмоточного коэффициента от относительного открытия паза для числа пазов на полюс и фазу  $q=3/8$



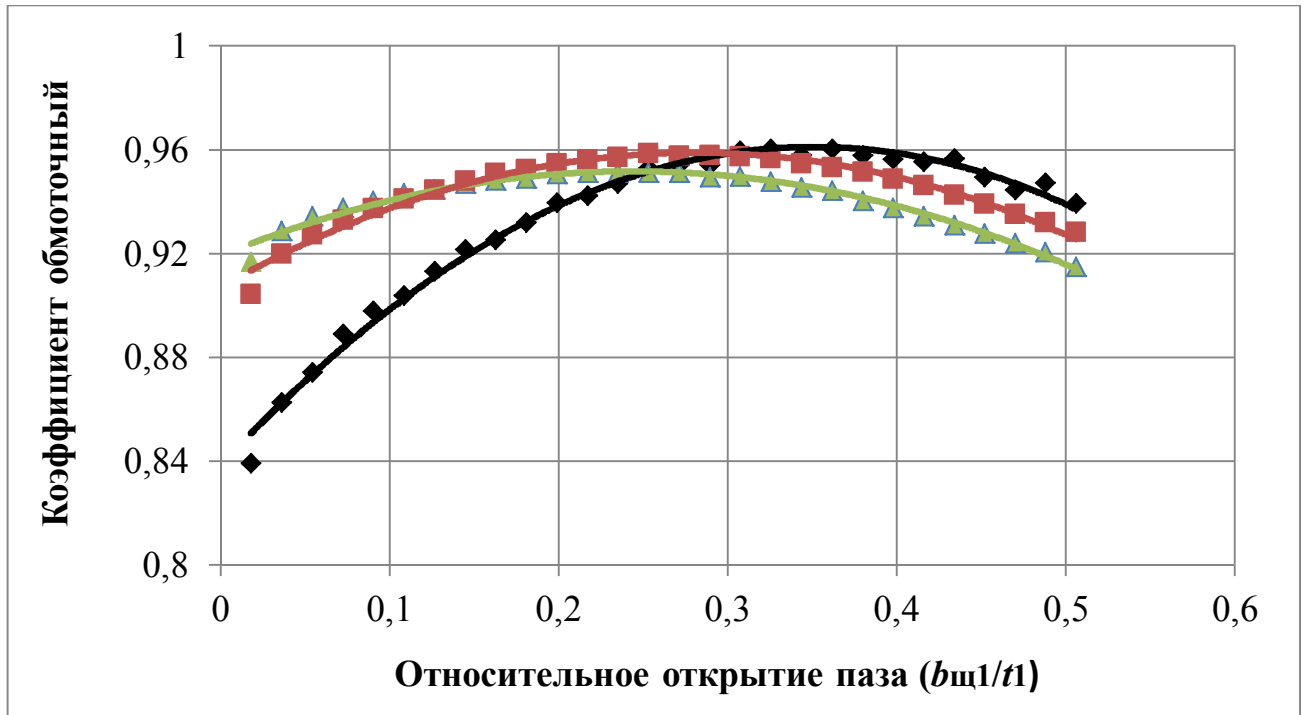
Расчетные значения:

- ✱ -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,013$
- ◆ -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,02$
- -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,03$
- ▲ -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,051$

Аппроксимированные значения:

- -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,013$
- -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,02$
- -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,03$
- -  $q=4/11$ ,  $\delta/\tau=0,051$

Рисунок 2.14 – Зависимости обмоточного коэффициента от относительного открытия паза для числа пазов на полюс и фазу  $q=4/11$



Расчетные значения:

◆ -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,013$

■ -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,034$

▲ -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,051$

Аппроксимированные значения:

— -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,013$

— -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,034$

— -  $q=6/17$ ,  $\delta/\tau=0,051$

Рисунок 2.15 - Зависимости обмоточного коэффициента от относительного открытия паза для числа пазов на полюс и фазу  $q=6/17$

Были произведены расчеты величины обмоточного коэффициента для различных значений числа пазов на полюс и фазу  $q$  и различных конструкций роторов с постоянными магнитами. Результаты расчетов представлены на рисунках Б.1 – Б.12 в приложении Б.

## 2.2 Определение прочих расчетных коэффициентов синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками

Кроме обмоточного коэффициента при расчете электрических машин используются и другие коэффициенты. Такие как:

$$\text{коэффициенты формы поля возбуждения } k_f = \frac{B_{\delta 1m}}{B_{\delta}};$$



коэффициент полюсного перекрытия  $\alpha_{\delta} = \frac{B_{\delta\text{ср}}}{B_{\delta}}$ ;

коэффициент формы ЭДС  $k_B = \frac{B_{\delta\text{д1}}}{B_{\delta\text{ср}}}$ .

где  $B_{\delta 1m}$  – амплитуда основной гармонической индукции в воздушном зазоре;

$B_{\delta\text{ср}}$  – среднее значение индукции в воздушном зазоре;

$B_{\delta\text{д1}}$  – действующее значение основной гармонической индукции в воздушном зазоре.

Расчетные коэффициенты определялись из модели поперечного разреза электрической машины, построенной в программе конечно-элементного моделирования Femm. Все геометрические размеры (зазор, внешний и внутренний диаметры статора и ротора, ширина и высота пазов под обмотку и магниты, и т.д.) взяты из геометрии синхронного генератора с постоянными магнитами для динамического торможения крановой установки, спроектированного на кафедре электромеханики НГТУ. Токи в фазах заданы нулевыми. Расчет коэффициентов ведется при допущении, что статор гладкий, магнитная проницаемость стали задается значением, которое больше реальной проницаемости электротехнической стали. При данных допущениях не учитывается насыщение магнитной системы электрической машины.

Результаты расчета указанных коэффициентов для синхронной машины с постоянными магнитами и однозубцовой обмоткой с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$  представлены в таблице 2.2. Полученные расчетные коэффициенты использовались при определении геометрических и обмоточных данных синхронного генератора аварийного динамического торможения крановой установки с возбуждением от постоянных магнитов. Полученные результаты практически соответствуют рекомендуемым значениям коэффициента формы поля и полюсного перекрытия, а значения коэффициента полюсного перекрытия находится в диапазоне общепринятых значений. Данным расчетом проверялась правильность выбора коэффициента формы поля и коэффициента полюсного

перекрытия для дробных зубцовых обмоток. Результаты расчета для других типов обмотки показали, что геометрические размеры активного объема электрической машины не оказывают существенного влияния на коэффициент формы поля возбуждения, коэффициент формы поля и коэффициент формы ЭДС в отличие от обмоточного коэффициента. Поэтому в работе рассматривается определение только уточненного значения обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток.

Таблица 2.2 – Сравнение значений расчетных коэффициентов обмотки с  $q=6/17$

	Коэффициент полюсного перекрытия	Коэффициент формы поля	Коэффициент формы ЭДС
Значение коэффициентов, полученное аналитическим путем	0,7 ÷ 0,8	1,11	1,1
Значение коэффициентов, полученное с помощью численного моделирования	0,747	1,166	1,102

### Выводы

1. Произведен расчет обмоточного коэффициента рабочей (основной) гармоники дробных зубцовых обмоток с различным числом пазов на полюс и фазу  $q$  с использованием численных методов. Полученные зависимости показали, что величина обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток зависит от таких геометрических размеров активного объема электрической машины как величина открытия паза статора и величина воздушного зазора между статором и ротором.

2. На основании полученных данных сформулированы рекомендации по выбору ширины открытия паза статора для дробных зубцовых обмоток с различным числом пазов на полюс и фазу  $q$ .

3. Получена формула для расчета обмоточного коэффициента рабочей (основной) гармоники дробных зубцовых обмоток с различным числом пазов на полюс и фазу  $q$ . Данная формула учитывает влияние на величину обмоточного коэффициента таких величин как открытие паза статора и величину воздушного зазора.

### ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТЕРЬ НА ВИХРЕВЫЕ ТОКИ В ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ

При работе электрической машины на магнитное поле постоянных магнитов оказывает влияние поле реакции якоря, а также зубцово-пазовая структура магнитопроводов статора и ротора. Это изменение магнитного поля служит причиной возникновения вихревых токов и соответствующих потерь в магнитах ротора, обладающих достаточно высокой электрической проводимостью [43]. Потери от этих токов вызывают как дополнительный нагрев магнитов, так и общее повышение потерь в машине. Задача определения потерь в электрических машинах, на основе аналитических решений для поля вихревых токов, рассмотрена в [43; 71; 72; 76; 83]. Однако, в данных источниках [43; 71; 72; 76; 83] рассматривается определение потерь на вихревые токи только в конструкциях с радиальным расположением магнитов. Но результаты проведенных исследований наглядно показывают, что и в других конструкциях роторов с постоянными магнитами образуются потери на вихревые токи в постоянных магнитах.

Очевидно, что для расчета потерь от вихревых токов в магнитах необходима информация о пульсациях магнитного поля в объеме постоянных магнитов. Данная задача является одной из важнейших при определении потерь на вихревые токи и достаточно сложной. Определение индукции в объеме постоянных магнитов и других элементах конструкции при нахождении потерь на вихревые токи с достаточной точностью можно производить с помощью метода конечно элементного анализа и современных компьютерных средств автоматизированного проектирования. Следует заметить, что применение численного моделирования на этапе выбора геометрии активного объема машины не очень удобно и занимает значительное количество времени и вычислительных ресурсов. Предпочтительнее использовать аналитические методы расчета на первоначальном этапе проектирования для оценки потерь на вихревые токи при

расчете и разработке конструкции электромеханического преобразователя энергии.

Проведенные исследования показали, что потери на вихревые токи в постоянных магнитах ротора образуются также при использовании конструкций с внутренним расположением магнитов. Согласно анализа работ [73; 80; 81; 84] и по результатам численного моделирования активного объема синхронных машин с различными конструкциями роторов с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на статоре можно отметить, что большее влияние на величину пульсаций магнитной индукции в постоянных магнитах оказывают гармоники, вызванные полем реакции якоря. Как описано в пункте 3.1.6, гармоники поля, вызванные зубцово-пазовой структурой рассматриваемых электрических машин, имеют значительно меньшую амплитуду пульсаций магнитной индукции по сравнению с гармониками от поля реакции якоря. Поэтому в работе рассматривается влияние на потери от вихревых токов гармоник, вызванных полем реакции якоря.

Рассмотрим определение пульсаций магнитной индукции в теле постоянного магнита для различных конструкций ротора, а также вопросы расчета добавочных потерь на вихревые токи.

### **3.1 Расчет потерь на вихревые токи в постоянных магнитах синхронных машин**

Для машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками задачей теории является расчет электромагнитного поля в активном объеме машины и последующее использование полученных результатов. Предварительная декомпозиция магнитного потока на отдельные составляющие с последующих их расчетом методом теории цепей или поля не позволяет с необходимой точностью определить параметры электрической машины для количественной оценки потерь на вихревые токи. Поэтому первоочередной задачей является расчет электромагнитного поля в активном объеме электрической машины без предварительной декомпозиции потока на отдельные

составляющие и последующее использование полученных результатов для определения потерь на вихревые токи.

При исследованиях пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками целесообразно использовать условия существующей теории, но со следующими дополнениями:

1. Такое понятие как «расчет единого электромагнитного поля» следует рассматривать более конкретно — как математическое описание основных закономерностей единого поля, значительно проявляющих себя в интегральных характеристиках машины.

2. Замена классической идеализированной расчетной модели машины, обуславливающей возможность априорной дифференциации электромагнитного поля на независимые составляющие, на новую более общую модель, которая позволяет производить расчет единого поля в активном объеме машины.

Существующая теория, анализ экспериментальных и теоретических работ в области исследования электрических машин, а также поставленные условия позволяют сформировать следующие основные допущения и предпосылки, принимаемые при расчетах электромагнитных полей в активных объемах исследуемых машин:

1. В активном объеме машины существует единое двухмерное электромагнитное поле. Во всех конструктивных зонах находятся электромагнитные поля с взаимными связями.

2. Теоретически активный объем машины рассматривается в виде совокупности сплошных зон-полос с параллельными границами, каждая из которых обладает усредненными однородными (ярма, воздушный зазор и зубцово-пазовые структуры) в общем случае с анизотропными физическими свойствами (рисунок 3.3).

3. Источниками магнитного поля реакции якоря являются электрические токи, сосредоточенные в пазах статора.

Аппаратом для расчета единого электромагнитного поля без предварительной декомпозиции потока на отдельные составляющие являются

каскадные схемы замещения, теория синтеза которых рассмотрена в работах [24] и [35]. В данных работах результаты расчета электромагнитного поля посредством каскадных схем замещения используются для решения уравнений электромагнетизма при количественной оценке характеристик машин. В нашем случае будут определяться параметры внутри электрической машины.

### 3.1.1 Каскадные схемы замещения

Рассмотрим определение магнитной индукции, создаваемой полем реакции якоря, в объеме постоянных магнитов в роторе. Для определения пульсаций индукции воспользуемся аппаратом каскадных схем замещения [24]. Выполним синтез каскадной схемы замещения для расчета магнитной индукции от пространственных гармоник поля реакции якоря. Рассмотрим создание схемы замещения синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на статоре.

Эквивалентные схемы замещения нашли широкое применение в классической теории электрических машин. Эти схемы замещения синтезируют, основываясь на законах электромагнетизма в интегральной форме, например на уравнениях Кирхгофа для электрических и магнитных цепей. А именно закон полного тока  $\oint \bar{H}d\bar{l} = \int \bar{\delta}d\bar{S} = i$  преобразуется во второй закон Кирхгофа для магнитной цепи  $\sum H_k l_k = \sum i_k W_k$ , также принцип непрерывности магнитного потока  $\oint \bar{B}d\bar{S} = 0$ , соответственно в первый закон Кирхгофа для магнитной цепи  $\sum \Phi_k = 0$ .

Следует отметить, что указанные выше преобразования выполняются при определенных допущениях. В частности, классическая схема замещения асинхронной машины строится в виде трехэлементной Т- или П-образной схемы. При этом магнитный поток разделяют на независимые составляющие, такие как рабочий поток, поток рассеяния и т. п., предварительно определяются пути замыкания потоков и, опираясь на эти заключения, формируется схема замещения с сосредоточенными параметрами, которые определяются путем решения

определенных задач теории поля. Для решения поставленной задачи, формирование схемы замещения необходимо осуществить другим способом. Первоначально, для исследуемой области, решить задачу теории поля, после чего, полученные решения привести к стандартным уравнениям двух- или четырехполюсников (рисунок 3.1):

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 \end{cases},$$

где  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  — комплексные коэффициенты, связанные между собой соотношением  $AD - BC = 1$ .

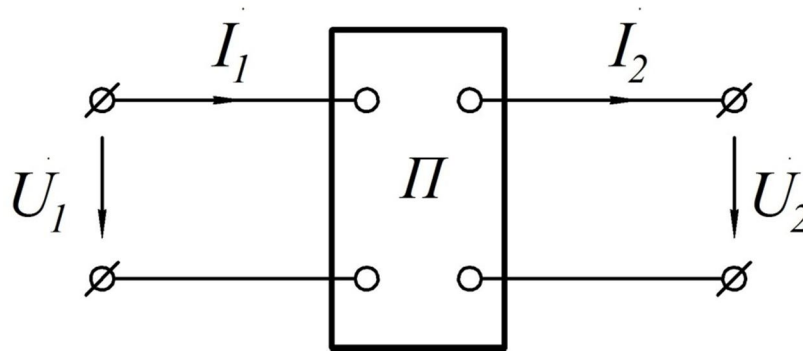


Рисунок 3.1 – Четырехполюсник

Согласно классической теории четырехполюсников известно, что его можно представить в виде Т-образной схемы замещения (рисунок 3.2) со следующими параметрами:

$$Z_{1T} = \frac{A-1}{C}, \quad Z_{2T} = \frac{D-1}{C}, \quad Y_T = C.$$

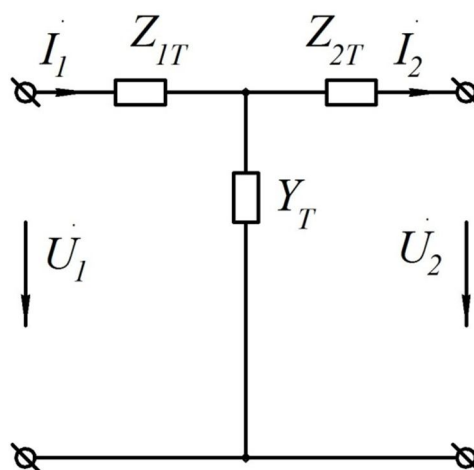


Рисунок 3.2 – Т-образная схема замещения



Рассмотрим активную, анизотропную, сплошную, плоскую полосу (рисунок 3.3). Будем полагать, что исследуемое поле создается бегущей синусоидальной волной стороной плотности тока. Поле в среде описывается уравнениями электродинамики:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = \gamma \dot{\vec{E}} + \dot{\Delta}_{\text{CT}}, \quad (3.1)$$

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \dot{\vec{B}}. \quad (3.2)$$

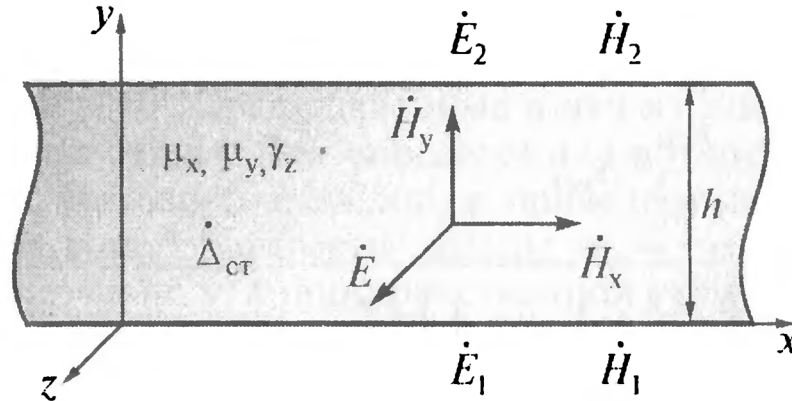


Рисунок 3.3 – Рассматриваемая область

Соотношение для определения электрической напряженности имеет вид:

$$\frac{\mu_x}{\mu_y} \frac{\partial^2 \dot{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}}{\partial y^2} = j\omega \mu_x \gamma \dot{E} + j\omega \mu_x \dot{\Delta}_{\text{CT}}, \text{ или, учитывая, что}$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \rightarrow -\alpha^2 = -\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2, \text{ получаем}$$

$$\frac{\partial^2 \dot{E}}{\partial y^2} = \left( j\omega \mu_x \gamma + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 \frac{\mu_x}{\mu_y} \right) \dot{E} + j\omega \mu_x \dot{\Delta}_{\text{CT}}. \quad (3.3)$$

Общее решение уравнения (3.3) имеет вид:

$$\dot{E} = \left[ (C_1 \operatorname{sh}(ny) + C_2 \operatorname{ch}(ny)) - \frac{j\omega \mu_x}{n^2} \dot{\Delta}_{\text{CT}} \right], \quad (3.4)$$

$$\dot{H}_x = -\frac{1}{j\omega \mu_x} \frac{\partial \dot{E}}{\partial y} = -\frac{n}{j\omega \mu_x} (C_1 \operatorname{sh}(ny) + C_2 \operatorname{ch}(ny)), \quad (3.5)$$

$$\text{где } n = \sqrt{j\omega \mu_x \gamma + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 \frac{\mu_x}{\mu_y}}.$$

При  $y = h$   $\dot{E} = \dot{E}_2$ ,  $\dot{H} = \dot{H}_2$  получаем из уравнений (3.4) и (3.5):

$$\dot{E}_2 = C_1 sh(nh) + C_2 ch(nh) - \frac{j\omega\mu_x}{n^2} \dot{\Delta}_{CT}, \quad (3.6)$$

$$\dot{H}_2 = -\frac{n}{j\omega\mu_x} (C_1 sh(nh) + C_2 ch(nh)). \quad (3.7)$$

Из вышеизложенного следует, что

$$C_1 = -\left( \dot{E}_2 sh(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n} \dot{H}_2 ch(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n^2} \dot{\Delta}_{CT} sh(nh) \right), \quad (3.8)$$

$$C_2 = \dot{E}_2 ch(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n} \dot{H}_2 sh(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n^2} \dot{\Delta}_{CT} ch(nh). \quad (3.9)$$

При  $y = 0$   $\dot{E} = \dot{E}_1$ ,  $\dot{H} = \dot{H}_1$ .

Тогда с учетом (3.8) и (3.9) из (3.2) и (3.3) получим:

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 ch(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n} \dot{H}_2 sh(nh) + \frac{j\omega\mu_x}{n^2} \dot{\Delta}_{CT} (ch(nh) - 1), \quad (3.10)$$

$$\dot{H}_1 = \dot{E}_2 \frac{n}{j\omega\mu_x} sh(nh) + \dot{H}_2 ch(nh) + \dot{\Delta}_{CT} \frac{sh(nh)}{n}. \quad (3.11)$$

Выражения (3.10) и (3.11) являются известными уравнениями симметричного четырехполюсника с коэффициентами

$$A = D = ch(nh), \quad B = \frac{j\omega\mu_x}{n} sh(nh), \quad C = \frac{n}{j\omega\mu_x} sh(nh).$$

Данный четырёхполюсник может быть заменен Т-образной схемой замещения (рисунок 3.4) для векторов магнитной и электрической напряженности с параметрами

$$Z_1 = \frac{A-1}{C} = j\omega\mu_x \frac{th\left(\frac{nh}{2}\right)}{n} \quad (3.12)$$

$$Y = \frac{1}{Z_3} = C = \frac{n \cdot sh(nh)}{j\omega\mu_x} \quad (3.13)$$

Из выше представленных Т-образных схем замещения активных зон электрической машины будет составлена схема для определения пульсаций

индукции в объеме постоянного магнита. На рисунке 3.5 изображена каскадная схема замещения для синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками. Синхронная машина с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на статоре представлена следующими зонами: зубцовый слой статора, слой коронок статора, воздушный зазор, слой мостиков насыщения на поверхности ротора и слой магнитов ротора. При составлении каскадной схемы замещения считаем, что магнитная проницаемость ярма ротора и статора равна бесконечности. В связи с чем, данные области не рассматриваются при определении амплитуды пульсации индукции в объеме постоянных магнитов.

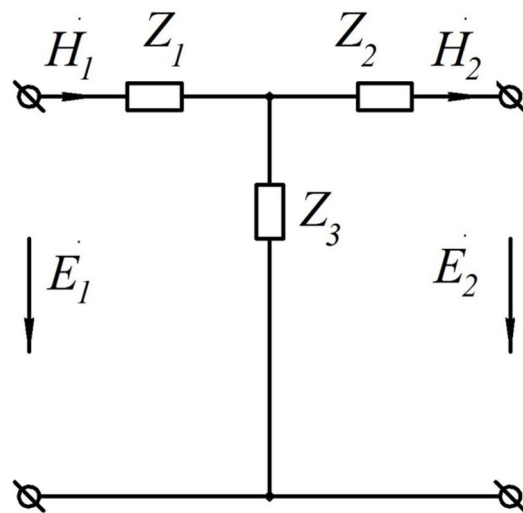


Рисунок 3.4 – Т-образная схема замещения

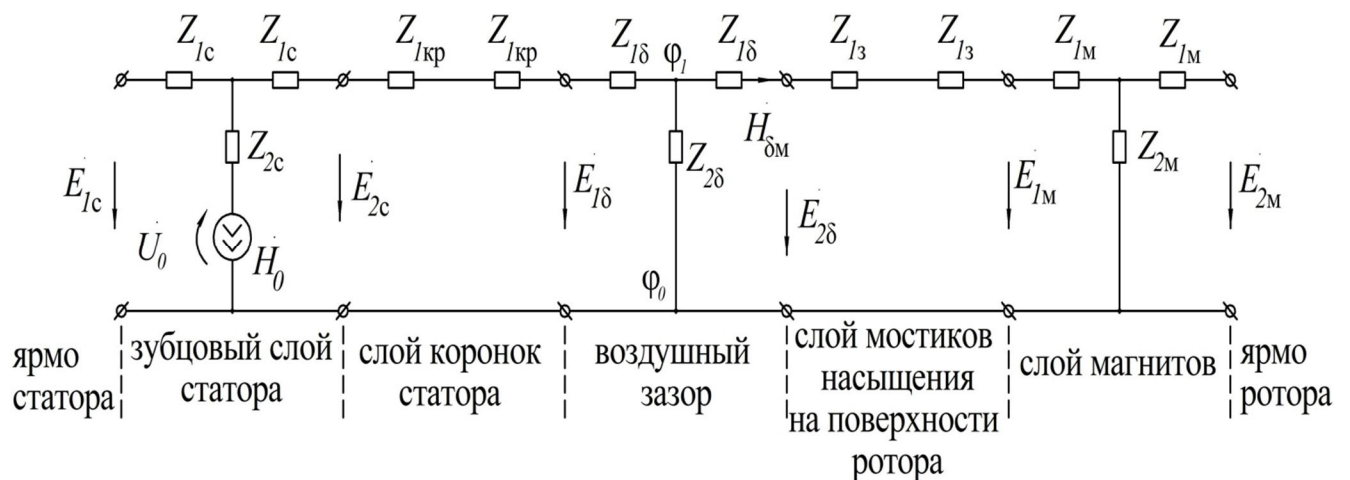


Рисунок 3.5 – Каскадная схема замещения для синхронной машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками

Параметры представленной на рисунке 3.5 каскадной схемы замещения определяются по следующим выражениям:

$$Z_{1c} = j\omega\mu_x \frac{h_c}{2}, \quad (3.14)$$

$$Z_{2c} = -j\omega\mu_x \frac{h_c}{6}, \quad (3.15)$$

$$Z_{1\delta} = j\omega\mu_0 \frac{ch\left(\pi \frac{\delta}{\tau} - 1\right)}{\frac{\pi}{\tau} sh\left(\frac{\pi\delta}{\tau}\right)}, \quad (3.16)$$

$$Z_{2\delta} = j\omega\mu_0 \frac{\tau}{\pi \cdot sh\left(\frac{\pi\delta}{\tau}\right)}, \quad (3.17)$$

$$Z_{1M} = j\omega\mu_x \frac{ch(nh_M - 1)}{n \cdot sh(nh_M)}, \quad (3.18)$$

$$Z_{2M} = j\omega\mu_x \frac{1}{n \cdot sh(nh_M)}, \quad (3.19)$$

$$H_0 = \dot{\Delta}_{CT} h_c, \quad (3.20)$$

$$Z_{1кр} = j\omega\mu_0 \frac{t_1 h_{кр}}{2b_{кр}}, \quad (3.21)$$

$$Z_{13} = j\omega\mu_0 \frac{t_p h_3}{2b_3}, \quad (3.22)$$

где  $h_c$  – высота зубцового слоя статора;

$h_M$  – высота зубцового слоя ротора (высота магнита);

$\dot{\Delta}_{CT}$  – сторонняя плотность тока;

$$n = \pm \alpha \sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}};$$

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau};$$

$\mu_x$  – эквивалентная усреднённая магнитная проницаемость по направлению оси координат  $x$ ;

$\mu_y$  – эквивалентная усреднённая магнитная проницаемость по направлению оси координат  $y$ ;

$\tau$  – полюсное деление;

$h_{кр}$  – высота коронок зубцов статора;

$b_{кр}$  – ширина открытия пазов статора;

$t_p$  – зубцовый шаг ротора;

$h_3$  – высота мостиков насыщения на поверхности ротора;

$b_3$  – ширина открытия пазов на роторе или эквивалентное открытие мостиков насыщения на поверхности ротора.

С помощью теории цепей из представленной на рисунке 3.5 каскадной схемы замещения синхронной машины находим сопротивления схемы замещения. Переход от напряженности электрического поля к магнитной индукции производится с помощью следующего выражения:

$$B = -\frac{\alpha}{j\omega} E . \quad (3.23)$$

Посредством данной схемы можно определять индукцию для различных конструкций роторов синхронных машин с постоянными магнитами, например, с радиальным и V-образным расположением магнитов. Даже для такой сложной конструкции ротора с V-образным расположением магнитов, в которой магниты наклонены, можно найти пульсации индукции в объеме постоянных магнитов.

При построении каскадной схемы замещения для синхронных машин с радиальным расположением постоянных магнитов на роторе в схеме на рисунке 3.5 будет отсутствовать слой мостиков насыщения на поверхности ротора и соответствующие данному слою сопротивления в схеме замещения.

Для использования представленной выше схемы замещения при расчете пульсаций магнитной индукции в магните синхронных машин с коллекторным ротором ее необходимо преобразовать. Как говорилось выше, при построении

схемы предполагалось, что магнитная проницаемость ярма ротора равна бесконечности. При таком допущении получается, что весь поток замкнется через ярмо и вал. Но как было описано в главе 1.1.2, в коллекторных роторах применяются специальные конструкции ярма ротора или посадка пакета ротора на вал электрической машины через немагнитную втулку для предотвращения и уменьшения потоков рассеяния через ярмо ротора и вал. Поэтому для расчета магнитной индукции в объеме постоянных магнитов в каскадную схему замещения добавляется звено ярма ротора и каскадная схема замещения преобразовывается к виду, который представлен на рисунке 3.6. Звено ярма ротора как раз моделирует специальные конструкции ярма ротора или посадку пакета ротора на вал электрической машины через не магнитную втулку [35].

Используя теорию цепей можно найти магнитную индукцию в постоянном магните по каскадной схеме замещения. Одним из удобных способов определения является метод узловых потенциалов.

Посредством каскадных схем замещения (рисунок 3.5) для роторов с радиальным расположением магнитов можно произвести определение пульсации магнитной индукции в массивном ярме ротора, к которому крепятся магниты, с дальнейшим расчетом потерь.

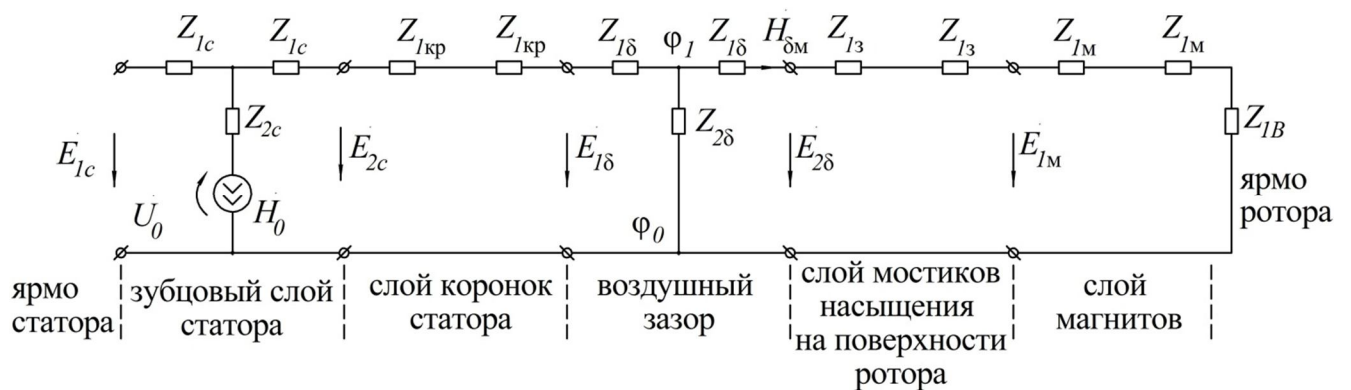


Рисунок 3.6 – Каскадная схема замещения для синхронной машины с коллекторным ротором и дробными зубцовыми обмотками

Звено ярма ротора определяется по следующей формуле:

$$Z_{1B} = \frac{2j\omega\mu_0}{\alpha}. \quad (3.24)$$

### 3.1.2 Определение сторонней плотности тока

Для расчета полученной схемы замещения необходимо задать величину входящего в схему источника тока. В [24; 35] рассматривается определение сторонней плотности тока для основной гармоники, классически распределенной диаметральной трехфазной обмотки статора, проводники каждой фазы которой занимают  $1/3$  полюсного деления. Таким образом, соотношения, полученные в [24] не подходят для дробных зубцовых обмоток, которые рассматриваются в настоящей работе, так как данные обмотки имеют более сложное распределение проводников по сравнению с классическими распределенными обмотками. Поле реакции якоря дробных зубцовых обмоток содержит широкий спектр пространственных гармоник и субгармоник, которые вращаясь несинхронно с ротором, являются причиной возникновения добавочных потерь в элементах конструкции ротора.

Рассмотрим определение сторонней плотности тока синхронной машины с постоянными магнитами и дробной зубцовой обмоткой с числом пазов на полюс и фазу  $q=2/5$  и двенадцатью пазами на статоре.

Сначала определим стороннюю плотность тока для одной фазы. График распределения плотности тока для обмотки с  $q=2/5$  представлен на рисунке 3.7.

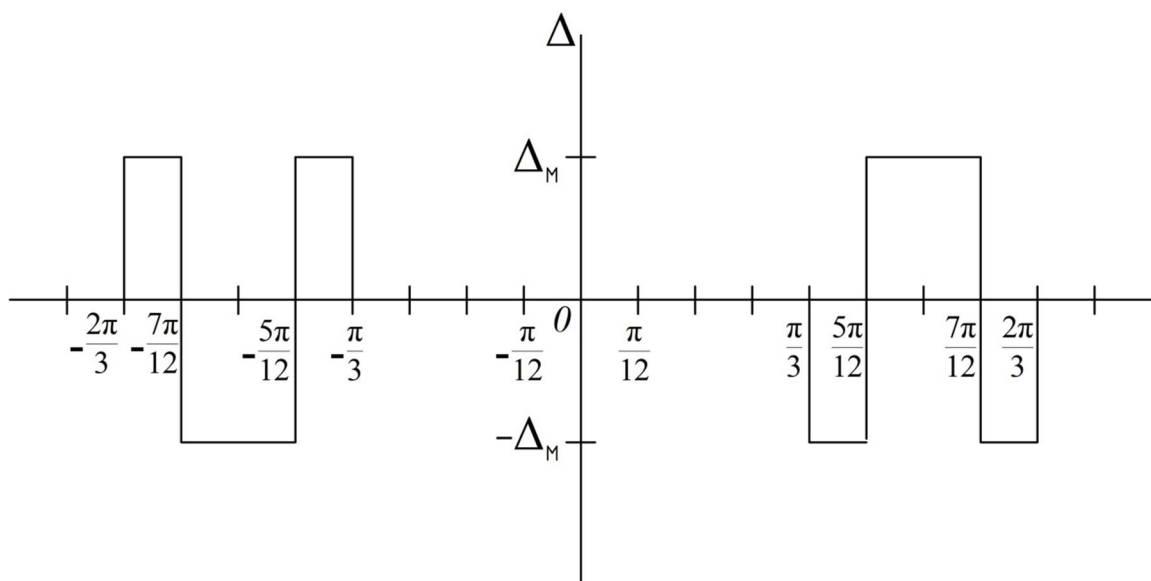


Рисунок 3.7 – Распределение сторонней плотности тока фазы обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=2/5$

Каждая сторона катушки дробной зубцовой обмотки занимает расстояние, равное  $\frac{\pi D_i}{2Z_1}$ . Но в реальной машине обмотка занимает только паз, а не равномерно распределена по всему диаметру расточки статора. Чтобы учесть реальное распределение обмотки, будем использовать в формуле для сторонней плотности тока коэффициент, который равен отношению зубцового шага статора к ширине паза  $\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}$ . Значение амплитуды сторонней плотности тока равно:

$$\Delta_M = \frac{I_\phi W_K 2Z_1 \frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi D_i h_c}, \quad (3.25)$$

где  $I_\phi$  – ток в фазе.

Для определения плотности тока найдем коэффициенты ряда Фурье для функции, представленной на рисунке 3.7. Данная процедура необходима из-за того, что вихревые токи в постоянных магнитах и элементах конструкции ротора наводятся от высших гармоник индукции, которые, как показывалось выше, создаются дробными зубцовыми обмотками. Каскадные схемы замещения (рисунок 3.5 и 3.6) позволяют рассчитывать любую гармонику, но рассмотрение производится для каждой гармоники по отдельности. Поэтому использование ряда Фурье позволит получить выражения для определения сторонней плотности тока от каждой гармоники индукции по отдельности. Так как при изменении знака аргумента знак функции меняется на противоположный, а числовое значение функции сохраняется, представленная функция является нечетной. Следовательно, достаточно найти только один коэффициент ряда Фурье:

$$b(\lambda) = \frac{2}{\pi} \int_0^{+\infty} f(t) \sin(\lambda t) dt =$$

$$= \frac{2}{\pi} \left( \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{7\pi}{12}} -\Delta_M \sin(\lambda t) dt + \int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{2\pi}{3}} \Delta_M \sin(\lambda t) dt + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{12}} -\Delta_M \sin(\lambda t) dt \right) = \quad (3.26)$$



$$= \frac{2\Delta_M}{\pi\lambda} \left( 2\cos\left(\frac{5\pi}{12}\lambda\right) - 2\cos\left(\frac{7\pi}{12}\lambda\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right) \right),$$

где  $\lambda$  – порядковый номер гармоники.

В других двух фазах график распределения сторонней плотности тока имеет аналогичный вид.

Число пазов на полюс и фазу дробной зубцовой обмотки имеет следующий вид [39]:

$$q = \frac{c}{d}. \quad (3.27)$$

Дробные зубцовые обмотки создаются из нескольких одинаковых участков (фазных зон)  $m'$ . Число фазных зон кратно числу фаз  $m$ , причем для числа пазов на полюс и фазу с нечетным делителем  $d$  число фазных зон  $m' = 2m$ , а для числа пазов на полюс и фазу с четным делителем  $d$  –  $m' = m$ . Сумма магнитодвижущей силы многофазной дробной зубцовой обмотки в  $m'/2$  раз больше соответствующих гармоник фазных зон [39]. Следовательно, для трехфазной обмотки с  $q=2/5$  сторонняя плотность тока равна:

$$\Delta_{ст} = \frac{2I_{\phi}W_k Z_1 m' \frac{t_1}{b_{пс}}}{\pi^2 D_i h_c \lambda} \left( 2\cos\left(\frac{5\pi}{12}\lambda\right) - 2\cos\left(\frac{7\pi}{12}\lambda\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right) \right). \quad (3.28)$$

Сторонняя плотность тока для дробных зубцовых обмоток с другим числом на полюс и фазу определяется аналогичным образом. Значение амплитуды сторонней плотности тока для всех дробных зубцовых обмоток будет определяться по формуле (3.25). Подобным образом строится график сторонней плотности тока и находятся коэффициенты ряда Фурье [16]. Например, для обмотки с  $q=3/8$  функция не является четной и не является нечетной, поэтому для нее необходимо находить оба коэффициента Фурье. В таблице 3.1 представлены соотношения для определения сторонней плотности тока наиболее применяемых дробных зубцовых обмоток.

Таблица 3.1 – Сторонние плотности тока для трехфазных дробных зубцовых обмоток

Обмоточные данные	Сторонняя плотность тока
$q=1/2,$ 6 пазов	$\frac{2I_{\Phi}W_{\kappa}Z_1m'\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi^2D_ih_c\lambda}\left(2\cos\left(\frac{\pi}{2}\lambda\right)-\cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)-\cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)\right)$
$q=2/5,$ 12 пазов	$\frac{2I_{\Phi}W_{\kappa}Z_1m'\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi^2D_ih_c\lambda}\left(2\cos\left(\frac{5\pi}{12}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{7\pi}{12}\lambda\right)-\cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)+\cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)\right)$
$q=3/8,$ 18 пазов	$\frac{2I_{\Phi}W_{\kappa}Z_1m'\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi^2D_ih_c\lambda}\times$ $\times\left(\left(\sqrt{2\sin\left(\frac{7\pi}{18}\lambda\right)-2\sin\left(\frac{\pi}{2}\lambda\right)+2\sin\left(\frac{11\pi}{18}\lambda\right)-\sin\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)-\sin\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)}\right)^2+\right.$ $\left.+\left(\sqrt{2\cos\left(\frac{\pi}{2}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{7\pi}{18}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{11\pi}{18}\lambda\right)+\cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)+\cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)}\right)^2\right)$
$q=4/11,$ 24 паза	$\frac{2I_{\Phi}W_{\kappa}Z_1m'\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi^2D_ih_c\lambda}\left(2\cos\left(\frac{3\pi}{8}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{11\pi}{24}\lambda\right)+2\cos\left(\frac{13\pi}{24}\lambda\right)-\right.$ $\left.-2\cos\left(\frac{5\pi}{8}\lambda\right)-\cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)+\cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)\right)$
$q=6/17,$ 36 пазов	$\frac{2I_{\Phi}W_{\kappa}Z_1m'\frac{t_1}{b_{\text{пс}}}}{\pi^2D_ih_c\lambda}\left(2\cos\left(\frac{13\pi}{36}\lambda\right)-\cos\left(\frac{\pi}{3}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{15\pi}{36}\lambda\right)+2\cos\left(\frac{17\pi}{36}\lambda\right)-\right.$ $\left.-2\cos\left(\frac{19\pi}{36}\lambda\right)+2\cos\left(\frac{21\pi}{36}\lambda\right)-2\cos\left(\frac{23\pi}{36}\lambda\right)+\cos\left(\frac{2\pi}{3}\lambda\right)\right)$
Диам-ная трехфазная обмотка, 1-я гармоника	$\frac{18I_{\Phi}W_{\Phi}}{\pi^2D_ih_c}$

### 3.1.3 Эквивалентные усредненные магнитные проницаемости

Будем рассматривать активный объем электрической машины как совокупность сплошных сред с гладкими границами. Для расчета параметров схемы замещения сделаем допущения, что каждая среда (зубцово-пазовые зона, ярма ротора и статора) обладает различными усредненными физическими свойствами (магнитными проницаемостями) на зубцовом делении в различных направлениях. В рассматриваемых конструкциях данные направления получается совместить с направлениями единичных ортов декартовой системы координат и получить в итоге упрощенную расчетную анизотропную слоистую модель. В каждой зоне такой модели существуют не зависящие друг от друга бегущие волны электромагнитного поля [24].

Усреднение физических свойств составных зон производилось на основании равенство магнитных и электрических сопротивлений, приходящихся на зубцовое деление, в реальной и моделируемой среде для стационарных полей. Этот критерий логически обоснован и экспериментально подтвержден специальными исследованиями на физических моделях [24].

Рассмотрим определение эквивалентных усредненных магнитных проницаемостей ( $\mu_x$  и  $\mu_y$ ) по направлениям осей координат  $x$  и  $y$  для различных конструкций роторов с постоянными магнитами при известной магнитной проницаемости стали зубца и геометрии зубцово-пазовой зоны электрической машины.

Сначала рассмотрим конструкцию роторов с радиальным расположением постоянных магнитов, в которых ширина магнитов равна полюсному делению и не применяются магнитные переемычки между магнитами, как показано на рисунке 1.5а. В таком случае для решения задачи по определению магнитной индукции в объеме постоянных магнитов необходимо считать эквивалентные усредненные магнитные проницаемости по осям координат  $x$  и  $y$  равными магнитной проницаемости постоянного магнита.

Более сложное определение эквивалентных усредненных магнитных проницаемостей имеет место для конструкций ротора с радиальным расположением, в которых применены магнитные перемычки между магнитами, а также для роторов с тангенциальным расположением постоянных магнитов.

Магнитное сопротивление для равномерно распределённого потока равно  $R_M = \frac{l}{\mu S}$  (рисунок 3.8). В реальной конструкции с чередующимися зубцами и магнитами сопротивление для потока, направленного по координате  $x$  в системе зубец – магнит (рисунок 3.9 а и б), имеет следующий вид:

$$R_M = R_{MFe} + R_{МПМ} = \frac{b_z}{\mu_{Fe} h_M l_\delta} + \frac{b_M}{\mu_M h_M l_\delta}, \quad (3.29)$$

где  $b_z$  – ширина зубца между магнитами;

$b_M$  – ширина магнита;

$l_\delta$  – длина магнитопровода ротора (или воздушного зазора).

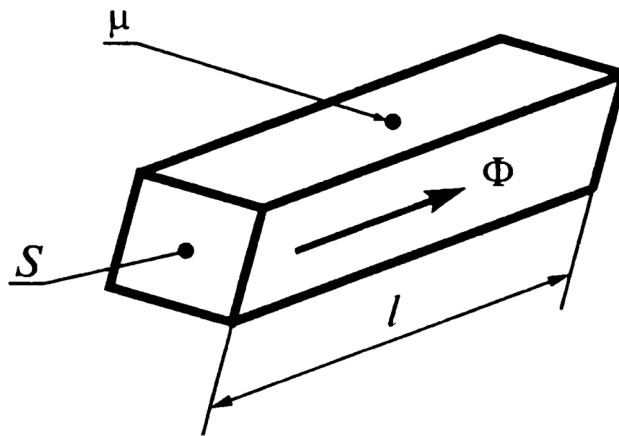


Рисунок 3.8 – Эквивалентный сплошной объем

Эквивалентное магнитное сопротивление сплошного объема, представленного на рисунке 3.8, длиной равной зубцовому шагу ротора  $l = t_p$  и поперечным сечением  $S = h_M l_\delta$  описывается выражением:

$$R_{MЭ} = \frac{t_p}{\mu_x h_M l_\delta}. \quad (3.30)$$

Приравняв правые части выражений (3.29) и (3.30) было найдено выражение для определения эквивалентной усредненной магнитной проницаемости по оси  $x$ :

$$\mu_x = \frac{t_p \mu_M \mu_{Fe}}{\mu_M b_z + \mu_{Fe} b_M}. \quad (3.31)$$

Найдем выражение для эквивалентной усредненной магнитной проницаемости по оси  $y$  исходя из предположения, что магнитные проводимости в реальной конструкции и эквивалентной среде должны быть одинаковы в направлении координаты  $y$ . Проводимость реальной среды в системе зубец – магнит (рисунок 3.9 а и в) по оси  $y$  определяется выражением:

$$Y_M = Y_{MFe} + Y_{МПМ} = \frac{\mu_{Fe} b_z l_\delta}{h_M} + \frac{\mu_M b_M l_\delta}{h_M}. \quad (3.32)$$

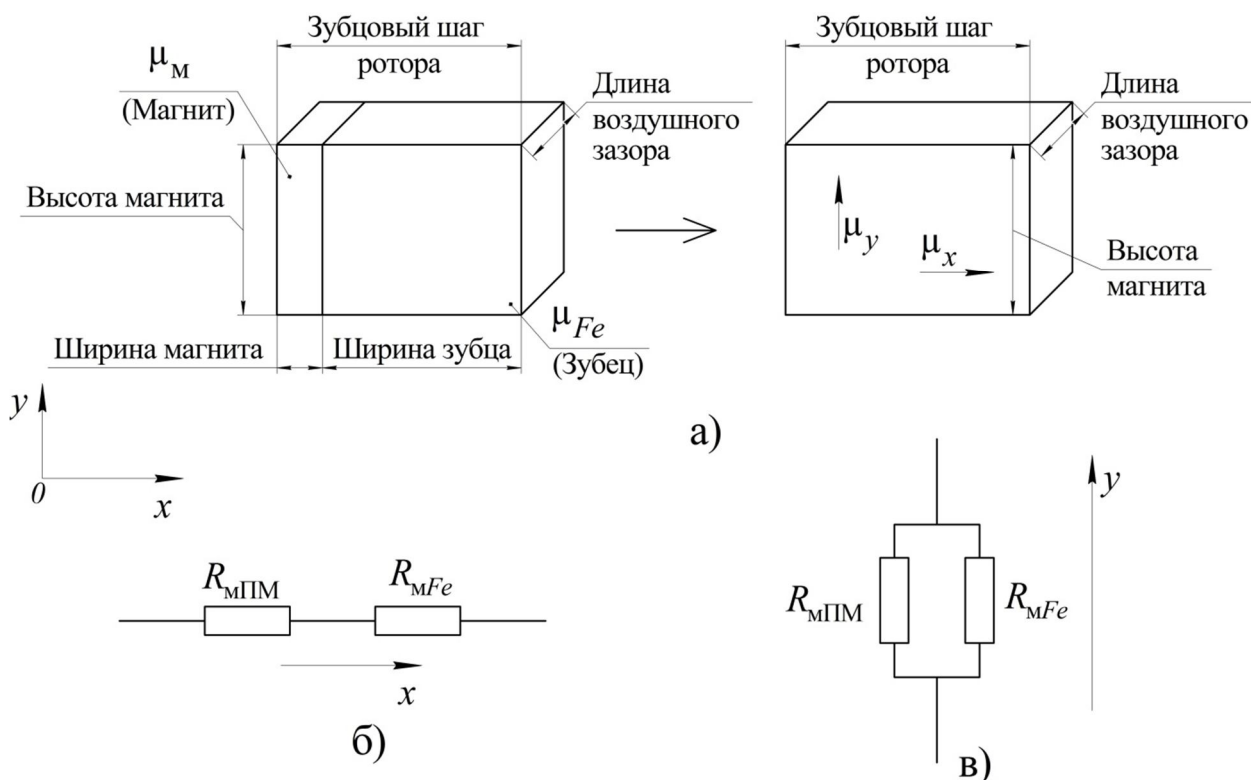


Рисунок 3.9 – Эквивалентный усредненные магнитные проницаемости

Эквивалентная магнитная проводимость сплошного объема по направлению оси  $y$  описывает выражением:

$$Y_{MЭ} = \frac{\mu_y t_p l_\delta}{h_M}. \quad (3.33)$$

Приравняв правые части выражений (3.32) и (3.33) было найдено выражение для определения эквивалентной усредненной магнитной проницаемости по оси  $y$ :

$$\mu_y = \frac{\mu_M b_M + \mu_{Fe} b_z}{t_p}. \quad (3.34)$$

Выражения (3.30) и (3.33) применимы для решения задачи по определению магнитной индукции в объеме постоянных магнитов только в конструкции ротора с тангенциальным расположением постоянных магнитов и ротора с радиальным расположением магнитов, в которых применены магнитные перемычки между магнитами.

Также далее рассмотрим определение эквивалентных усредненных магнитных проницаемостей для конструкции ротора с V-образным расположением постоянных магнитов (рисунок 1.8). Определение данных параметров также будет происходить на основании усреднения физических свойств составных зон. Так как магнит наклонен относительно осей координат, в расчетах используются длины железа зубца и магнита по осям координат  $x$  и  $y$  (рисунок 3.10). Как и при рассмотрении усредненных проницаемостей коллекторного ротора, делаем предположение, что магнитные сопротивления и проводимости в реальной конструкции и эквивалентной среде одинаковы в направлении осей координат и получим следующие выражения:

$$\mu_x = \frac{t_p \mu_M \mu_{Fe}}{\mu_M l_{z\_x} + \mu_{Fe} l_{M\_x}}, \quad (3.35)$$

$$\mu_y = \frac{h_M \mu_M \mu_{Fe}}{\mu_M l_{z\_y} + \mu_{Fe} l_{M\_y}}, \quad (3.36)$$

где  $l_{z\_x}$  – длина железа зубца ротора на одном зубцовом шаге по направлению оси координат  $x$  (рисунок 3.10);

$l_{M\_x}$  – длина магнитов ротора на одном зубцовом шаге по направлению оси координат  $x$  (рисунок 3.10);

$l_{z\_y}$  – длина железа зубца ротора на одном зубцовом шаге по направлению оси координат  $y$  (рисунок 3.10);

$l_{m\_y}$  – длина магнитов ротора на одном зубцовом шаге по направлению оси координат  $y$  (рисунок 3.10).

Следует отметить, что усреднение физических свойств в дискретно-однородной среде является искусственным приемом, применение которого приводит к погрешности как в распределении токов, так и в интегральных величинах, таких, как магнитный поток, энергия, сила и т. д. Поэтому при решении инженерных задач желательно, а в некоторых случаях и необходимо подтверждать расчеты соответствующими экспериментами на физических или математических моделях [24]. В связи с вышесказанным, в рамках настоящей работы были произведены расчеты численными методами, для подтверждения правильности принятых приемов. В качестве контрольной величины была принята величина магнитной индукции в теле постоянного магнита. Контроль и сравнение величин магнитной индукции в теле постоянного магнита, полученных с помощью каскадных схем замещения и метода конечно-элементного анализа, производилось в пункте 3.1.6.

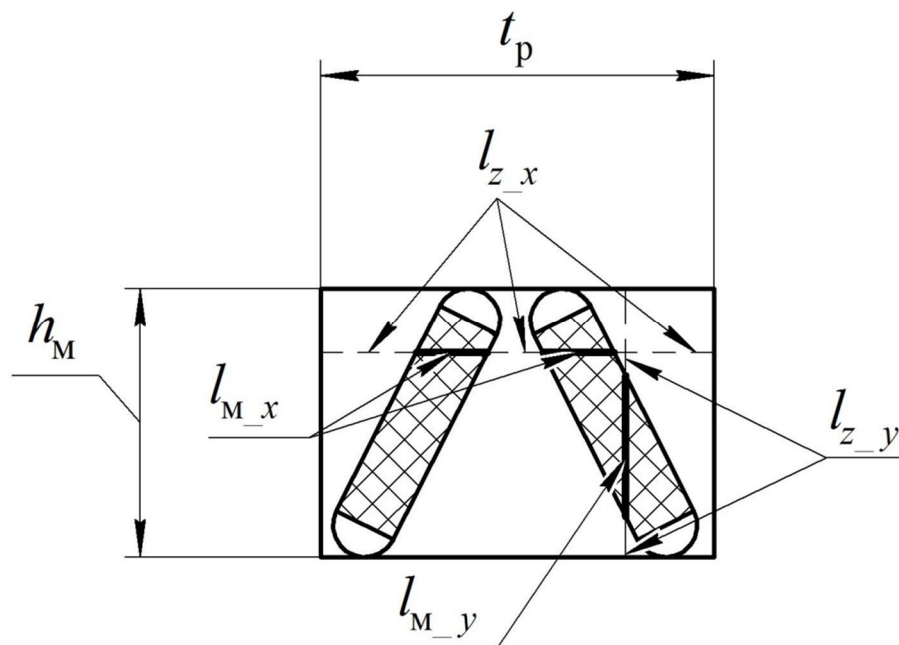


Рисунок 3.10 – К определению эквивалентных усредненных магнитных проницаемостей в роторе с V-образным расположением магнитов

### 3.1.4 Определение потерь на вихревые токи в постоянных магнитах коллекторных роторов

Рассмотрим постоянный магнит со сторонами, равными  $2a$  и  $2b$ , и толщиной  $h$ , которое пронизывает поле, как показано на рисунке 3.11.

Результаты численного моделирования показали, что в коллекторных роторах в объеме магнитов создается пульсирующее магнитное поле. Так как толщина магнита меньше ширины и длины магнита, делаем предположение, что распределение магнитного поля не зависит от изменения координаты по оси  $z$  на толщине магнита. Данное допущение допустимо на частотах вплоть до килогерца [56]. Поле вихревых токов в магните (рисунок 3.11) описывается уравнениями в комплексной форме [28]:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{\delta}} = -j\omega\gamma \dot{\vec{B}}_z; \operatorname{div} \dot{\vec{\delta}} = 0. \quad (3.37)$$

Введем функцию  $\dot{u}$ , удовлетворяющую уравнению  $\operatorname{rot} \dot{u} = \dot{\vec{\delta}}$  [28], тогда

$$\frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial y^2} = -j\omega\gamma \dot{B}_z, \quad (3.38)$$

где  $\gamma$  – удельная объемная проводимость.

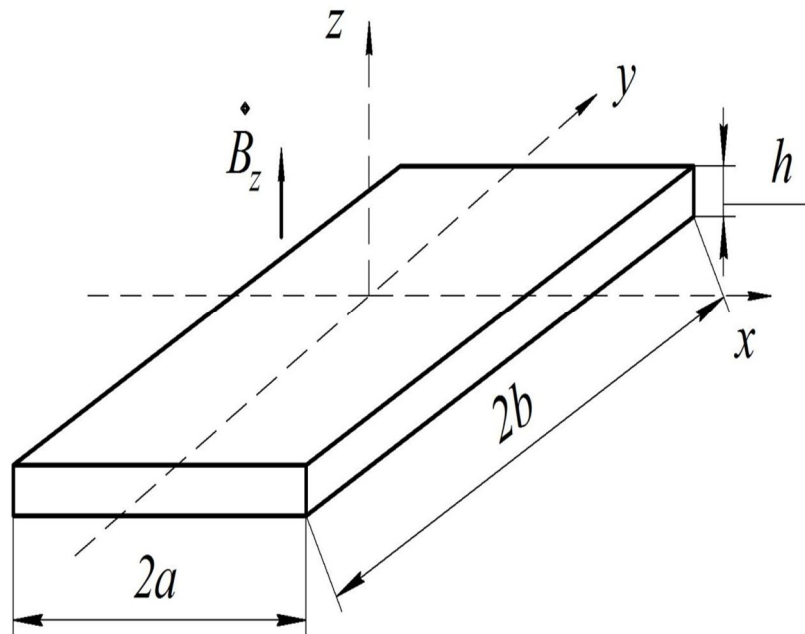


Рисунок 3.11 – Постоянный магнит в магнитном поле



Составляющие плоскости вихревых токов через функцию  $\dot{i}$  могут быть получены как

$$\dot{\delta}_x = \frac{\partial \dot{i}_z}{\partial y}, \quad \dot{\delta}_y = -\frac{\partial \dot{i}_z}{\partial x}. \quad (3.39)$$

Граничными условиями для (3.38) на всех границах магнита является нормальная к границе составляющая плоскости тока равная нулю

$$\dot{i}_z = 0. \quad (3.40)$$

Уравнение (3.38) является краевой задачей для уравнения Пуассона. Будем искать решение (3.38) в виде двойного тригонометрического ряда Фурье.

Подставим искомую функцию  $\dot{i}_z$  и правую часть уравнения (3.38) в виде разложения в двойные тригонометрические ряды Фурье по косинусам:

$$\dot{i}_z(x, y) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right), \quad (3.41)$$

$$-j\omega\gamma\dot{B}_z = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{F}_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right). \quad (3.42)$$

Выбор ряда (3.41) обусловлен тем, что каждый член ряда удовлетворяет граничным условиям – равенства нулю  $\dot{i}_z$  на границах магнита.

Для определения коэффициентов ряда (3.41) до множим правую и левую части ряда (3.41) на  $\cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right)$  и  $\cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right)$  и проинтегрируем по площади магнита.

$$\begin{aligned} & \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{i}_z(x, y) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy = \\ & = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \int_{-b}^b \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) \cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right) dx dy = \\ & = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right) dx \int_{-b}^b \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) \cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right) dy. \end{aligned} \quad (3.43)$$

В силу ортогональности тригонометрических косинусов оба интеграла в (3.43) при  $m \neq k$  и соответственно при  $n \neq l$  будут равны нулю. Поэтому из (3.43) получаем:

$$\begin{aligned}
 & \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{u}_z(x, y) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy = \\
 & = \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \cos^2\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) dx \int_{-b}^b \cos^2\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dy = \\
 & = \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2m\pi x}{2a}\right)\right) dx \int_{-b}^b \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2n\pi y}{2b}\right)\right) dy = \\
 & = \dot{A}_{mn} \left(\frac{1}{2} x \Big|_{-a}^a\right) \left(\frac{1}{2} y \Big|_{-b}^b\right) = \dot{A}_{mn} ab.
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

Из (3.44) следует формула для коэффициентов двойного тригонометрического ряда Фурье

$$\dot{A}_{mn} = \frac{1}{ab} \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{u}_z(x, y) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy, \tag{3.45}$$

$$\dot{F}_{mn} = \frac{1}{ab} \int_{-a}^a \int_{-b}^b -j\omega\gamma \dot{B}_z \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy. \tag{3.46}$$

Подстановка (3.41) и (3.42) в (3.38) приводит к следующему

$$\frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial y^2} = -\frac{\pi^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \left[ \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 \right] \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right). \tag{3.47}$$

с учетом правой части (3.42)

$$\begin{aligned}
 & -\frac{\pi^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \left[ \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 \right] \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) = \\
 & = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{F}_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right).
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

Отсюда получаем

$$-\frac{\pi^2}{4} \left[ \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 \right] \dot{A}_{mn} = \dot{F}_{mn}. \tag{3.49}$$

Из (3.49) получаем:

$$\dot{A}_{mn} = -\frac{4\dot{F}_{mn}}{\pi^2 \left[ (m/a)^2 + (n/b)^2 \right]} \quad (3.50)$$

Вычислим интеграл (3.46), учитывая, что  $\dot{B}_z$  не зависит от координат  $x$  и  $y$ .

$$\begin{aligned} \dot{F}_{mn} &= \frac{-j\omega\gamma\dot{B}_z}{ab} \cdot \frac{2a}{m\pi} \int_{-b}^b \left( \sin\left(\frac{m\pi x}{2a}\right)_{-a}^a \right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dy = \\ &= \frac{-j\omega\gamma\dot{B}_z}{b} \cdot \frac{2}{m\pi} \left( \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) + \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \right) \frac{2b}{n\pi} \left( \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) + \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right) = \\ &= -j\omega\gamma\dot{B}_z \frac{16}{mn\pi^2} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Подставим (3.51) в (3.50)

$$\dot{A}_{mn} = j\omega\gamma\dot{B}_z \frac{64}{\pi^4} \frac{a^2 b^2}{mn \left[ m^2 b^2 + n^2 a^2 \right]} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right). \quad (3.52)$$

С учетом (3.52) решение для  $\dot{u}_z(x, y)$

$$\begin{aligned} \dot{u}_z(x, y) &= \\ &= j\omega\gamma\dot{B}_z \frac{64}{\pi^4} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a^2 b^2}{mn \left[ m^2 b^2 + n^2 a^2 \right]} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right). \end{aligned} \quad (3.53)$$

На основании (3.39) получаем составляющие плоскости тока  $\dot{\delta}_x(x, y)$  и  $\dot{\delta}_y(x, y)$ .

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_x(x, y) &= \\ &= -j\omega\gamma\dot{B}_z \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a^2 b}{m \left[ m^2 b^2 + n^2 a^2 \right]} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{2b}\right), \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_y(x, y) &= \\ &= j\omega\gamma\dot{B}_z \frac{32}{\pi^3} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{b^2 a}{n \left[ m^2 b^2 + n^2 a^2 \right]} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right). \end{aligned} \quad (3.55)$$

Потери на вихревые токи в постоянном магните находятся с помощью известной формулы расчета мощности потерь (1.2), которая была преобразована к следующему виду:

$$P = \left[ \int_{-a}^a \int_{-b}^b \left( |\dot{\delta}_x(x, y)|^2 + |\dot{\delta}_y(x, y)|^2 \right) \right] \cdot \frac{h}{2\gamma}. \quad (3.56)$$

Прямой расчет потерь на вихревые токи в постоянном магните по формуле (3.56) возможен с использованием численного интегрирования. С помощью метода наименьших квадратов проведена аппроксимация графика потерь, полученного по формуле (3.56), и выведена упрощенная формула для расчета потерь на вихревые токи:

$$P = \frac{B_z^2 h \gamma \omega^2 a^3 b}{1,46 \frac{a^2}{b^2} + 0,537 \frac{a}{b} + 1,55}. \quad (3.57)$$

Угловая частота вращения поля в постоянном магните  $\omega$  определяется по следующему соотношению:

$$\omega = \omega' \lambda, \quad (3.58)$$

где  $\omega' = |\omega_0 - \omega_r|$  – угловая частота вращения гармоники поля относительно угловой частоты вращения ротора;

$$\omega_0 = \frac{2\pi f k_{p\lambda} n_f}{\lambda} \text{ – угловая частота вращения гармоники поля;}$$

$$\omega_r = \frac{2\pi f k_{p0}}{p} \text{ – угловая частота вращения ротора;}$$

$\lambda$  – порядковый номер гармоники поля в постоянном магните;

$f$  – частота рабочей гармоники дробной зубцовой обмотки;

$k_{p0} = \pm 1$  – коэффициент, обозначающий направление вращения рабочей гармоники поля, у которого знак минус относится к гармоникам прямого направления вращения, а знак плюс – гармоникам обратного направления вращения;

$k_{p\lambda} = \pm 1$  – коэффициент, обозначающий направление вращения рассматриваемой гармоники поля, у которого знак минус относится к гармоникам прямого направления вращения, а знак плюс – гармоникам обратного направления вращения;

$n_f$  – номер временной гармоники тока, протекающего в дробной зубцовой обмотке электрической машины;

$p$  – число пар полюсов.

Формула (3.57) позволяет рассчитывать потери на вихревые токи в призматических постоянных магнитах в роторах с внутренним расположением постоянных магнитов. Погрешность использования аппроксимированной формулы расчета добавочных потерь на вихревые токи (3.57) по сравнению с формулой (3.56) составляет не более 0,5 %. Аналогичным способом может быть получена формула для конструкций роторов с внешним расположением постоянных магнитов.

С помощью формулы (3.57) рассчитываются потери от одной гармоники. Добавочные потери на вихревые токи определяются как сумма потерь от всех гармоник. Потери на вихревые токи по формуле (3.57) могут быть рассчитаны для любых известных значений амплитуды пульсации магнитной индукции, которые вызваны как пространственными, так и временными гармониками.

### 3.1.5 Определение потерь на вихревые токи в постоянных магнитах с радиальным расположением на роторе

Рассмотрим определение формулы для расчета потерь на вихревые токи в постоянных магнитах роторов с радиальным расположением магнитов. Необходимость в создании формулы для расчета потерь в роторах с внешним расположением магнитов связано с тем, что в поверхностно расположенных магнитах создается бегущее магнитное поле, в отличие от роторов с тангенциальным расположением, где поле пульсирующее.

Принимая во внимание меньшее значение толщины магнита  $h$  по сравнению с его радиусом, можно не учитывать влияние кривизны магнита и заменить дугообразный магнит на плоский (рисунок 3.12) и рассматривать постоянный магнит со сторонами, равными  $2a$  и  $2b$ , и толщиной  $h$ , которое пронизывает поле, как показано на рисунке 3.12. Данное допущение общепринятое и не приводит к значительной погрешности [23]. А также позволяет получить удобный вид уравнений.

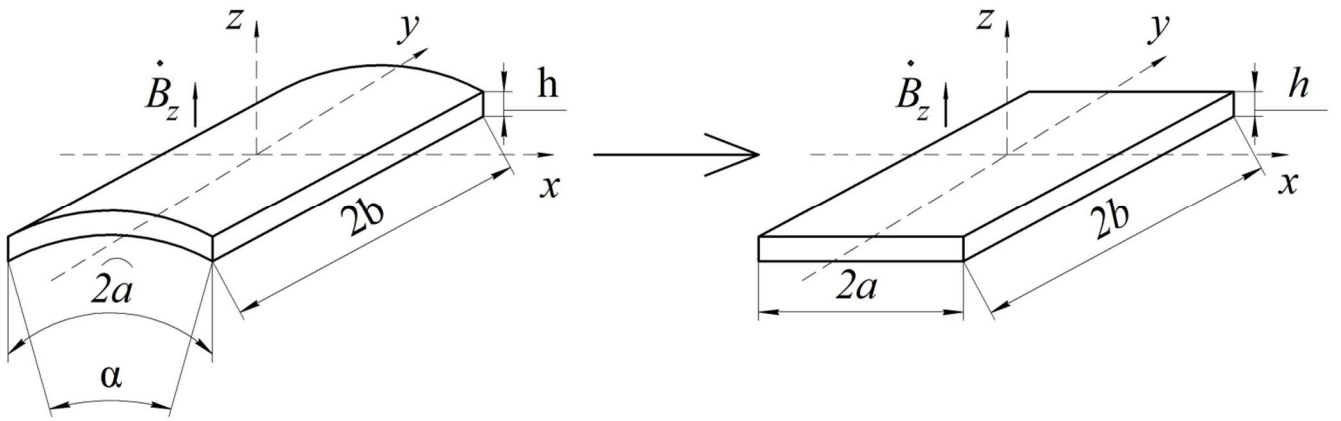


Рисунок 3.12 – Переход от дугообразного магнита к плоскому магниту

Поле вихревых токов в магнитах описывается уравнениями (3.59) в комплексной форме.

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{S}} = -j \frac{\partial \dot{B}_z}{\partial t}; \quad \operatorname{div} \dot{\vec{S}} = 0. \quad (3.59)$$

Введем функцию  $\dot{u}$ , удовлетворяющую уравнению  $\operatorname{rot} \dot{u} = \dot{\vec{S}}$  [28], тогда

$$\frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial y^2} = -j\omega\gamma \dot{B}_z e^{-j\alpha x}. \quad (3.60)$$

Составляющие плоскости вихревых токов через функцию  $\dot{u}$  могут быть получены

$$\dot{S}_x = \frac{\partial \dot{u}_z}{\partial y}; \quad \dot{S}_y = -\frac{\partial \dot{u}_z}{\partial x}. \quad (3.61)$$

Граничными условиями для (3.60) на всех границах магнита является нормальная к границе составляющая плоскости тока равная нулю

$$\dot{u}_z = 0. \quad (3.62)$$

Уравнение (3.60) является краевой задачей для уравнения Пуассона. Будем искать решения (3.60) в виде двойного тригонометрического ряда Фурье.

Подставим искомую функцию  $\dot{u}_z$  и правую часть уравнения (3.60) в виде разложения в двойной тригонометрические ряды Фурье по косинусам

$$\dot{u}_z(x, y) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right), \quad (3.63)$$

$$-j\omega\gamma\dot{B}_z e^{-j\alpha x} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{F}_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right). \quad (3.64)$$

Выбор ряда (3.63) обусловлен тем, что каждый член ряда удовлетворяет граничным условиям – равенства нулю  $\dot{u}_z$  на границах магнита.

Для определения коэффициентов ряда (3.63) до множим правую и левую части ряда (3.63) на  $\cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right)$  и  $\cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right)$  и проинтегрируем по площади магнита.

$$\begin{aligned} & \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{u}_z(x, y) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy = \\ & = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \int_{-b}^b \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) \cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right) dx dy = \quad (3.65) \\ & = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{k\pi x}{2a}\right) dx \int_{-b}^b \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) \cos\left(\frac{l\pi y}{2b}\right) dy. \end{aligned}$$

В силу ортогональности тригонометрических косинусов оба интеграла в (3.65) при  $m \neq k$  и соответственно при  $n \neq l$  будут равны нулю. Поэтому из (3.65) получаем:

$$\begin{aligned} & \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{u}_z(x, y) \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dx dy = \\ & = \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \cos^2\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) dx \int_{-b}^b \cos^2\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dy = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \dot{A}_{mn} \int_{-a}^a \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left( \frac{2m\pi x}{2a} \right) \right) dx \int_{-b}^b \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left( \frac{2n\pi y}{2b} \right) \right) dy = \\
&= \dot{A}_{mn} \left( \frac{1}{2} x \Big|_{-a}^a \right) \left( \frac{1}{2} y \Big|_{-b}^b \right) = \dot{A}_{mn} ab.
\end{aligned} \tag{3.66}$$

Из (3.66) следует формула для коэффициентов двойного тригонометрического ряда Фурье

$$\dot{A}_{mn} = \frac{1}{ab} \int_{-a}^a \int_{-b}^b \dot{u}_z(x, y) \cos \left( \frac{m\pi x}{2a} \right) \cos \left( \frac{n\pi y}{2b} \right) dx dy, \tag{3.67}$$

$$\dot{F}_{mn} = \frac{1}{ab} \int_{-a}^a \int_{-b}^b -j\omega\gamma \dot{B}_z e^{-j\alpha x} \cos \left( \frac{m\pi x}{2a} \right) \cos \left( \frac{n\pi y}{2b} \right) dx dy. \tag{3.68}$$

Подстановка (3.63) и (3.64) в (3.60) приводит к следующему

$$\frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{u}_z}{\partial y^2} = -\frac{\pi^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \left[ \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right] \cos \left( \frac{m\pi x}{2a} \right) \cos \left( \frac{n\pi y}{2b} \right). \tag{3.69}$$

с учетом правой части (3.64)

$$\begin{aligned}
&-\frac{\pi^2}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{A}_{mn} \left[ \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right] \cos \left( \frac{m\pi x}{2a} \right) \cos \left( \frac{n\pi y}{2b} \right) = \\
&= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \dot{F}_{mn} \cos \left( \frac{m\pi x}{2a} \right) \cos \left( \frac{n\pi y}{2b} \right).
\end{aligned} \tag{3.70}$$

Отсюда получаем

$$-\frac{\pi^2}{4} \left[ \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right] \dot{A}_{mn} = \dot{F}_{mn}. \tag{3.71}$$

Из (3.71) получаем:

$$\dot{A}_{mn} = -\frac{4\dot{F}_{mn}}{\pi^2 \left[ \left( \frac{m}{a} \right)^2 + \left( \frac{n}{b} \right)^2 \right]}. \tag{3.72}$$



Вычислим интеграл (3.68), учитывая, что  $\dot{B}_z$  не зависит от координат  $x$  и  $y$ .

$$\begin{aligned} \dot{F}_{mn} = & \frac{-j\omega\gamma\dot{B}_z}{ab} \int_{-b}^b \left( \frac{e^{-\alpha x} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(\frac{m\pi x}{2a}\right) \right)}{\alpha^2 + \left(\frac{m\pi}{2a}\right)^2} \right)^a \Bigg|_{-a} \times \\ & \times \cos\left(\frac{n\pi y}{2b}\right) dy = -\frac{j\omega\gamma\dot{B}_z}{ab} \times \\ & \times \left( \frac{e^{\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(-\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(-\frac{m\pi}{2}\right) \right)}{\alpha^2 + \left(\frac{m\pi}{2a}\right)^2} - \frac{e^{-\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \right)}{\alpha^2 + \left(\frac{m\pi}{2a}\right)^2} \right) \times \\ & \times \frac{2b}{n\pi} \left( \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) + \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right) = -\frac{j4\omega\gamma\dot{B}_z \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{an\pi} \times \\ & \times \left( \frac{-e^{-\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \right) + e^{\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(-\frac{m\pi}{2}\right) \right)}{\alpha^2 + \left(\frac{m\pi}{2a}\right)^2} \right). \end{aligned} \quad (3.73)$$

Подставим (3.73) в (3.72)

$$\begin{aligned} \dot{A}_{mn} = & \frac{16j\omega\gamma\dot{B}_z ab^2}{\pi^3} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \times \\ & \times \left( \frac{-e^{-\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \right) + e^{\alpha a} \left( \alpha \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) - \frac{m\pi}{2a} \sin\left(-\frac{m\pi}{2}\right) \right)}{n(m^2 b^2 + n^2 a^2) \left( \alpha^2 + \left(\frac{m\pi}{2a}\right)^2 \right)} \right) \end{aligned} \quad (3.74)$$

С учетом (3.74) находим решение для  $\dot{i}_z(x, y)$  по соотношению (3.63) и на основании (3.61) получаем составляющие плоскости тока  $\dot{S}_x(x, y)$  и  $\dot{S}_y(x, y)$ .

Потери на вихревые токи в постоянном магните ротора с радиальным расположением магнитов определяются посредством формулы расчета мощности потерь (1.2), которая была преобразована к следующему виду:

$$P = \left[ \int_{-a}^a \int_{-b}^b \left( |\dot{S}_x(x, y)|^2 + |\dot{S}_y(x, y)|^2 \right) \right] \cdot \frac{h}{2\gamma}. \quad (3.75)$$

Прямой расчет потерь на вихревые токи в постоянном магните по формуле (3.75) возможен только с использованием численного интегрирования и современных средств автоматизированного проектирования. Результаты аппроксимации зависимостей потерь, полученных с помощью формулы (3.75), показал, что для расчета потерь на вихревые токи в машинах с поверхностным расположением магнитов можно использовать упрощенную формулу (3.57). Результаты аппроксимации показали, что использование формулы (3.57) приводит к погрешности не более 1 %.

### 3.1.6 Численный расчет пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов

Исследования проведены на примере генератора аварийного динамического торможения, который является автономным источником энергии крановой установки атомной электростанции в аварийном режиме, а также других конструкциях. Разработанный генератор используется для выработки электроэнергии в случае аварийного отключения сети собственных нужд атомной электростанции для питания грузоподъемного механизма. Основной задачей генератора является обеспечение питания крановой установки для безопасного опускания груза в случае аварии в сети собственных нужд. В движение генератор приводится с помощью груза, который опускается под действием силы тяжести при отключении электромагнитных тормозов. Электромагнитный момент, развиваемый генератором, уменьшает скорость опускания груза, а

вырабатываемая им электроэнергия используется для реализации режима динамического торможения асинхронного двигателя грузоподъемного механизма. Частота вращения вала генератора в аварийном режиме 30 об/мин. Вырабатываемая электроэнергия через выпрямитель поступает на асинхронный двигатель, который работает в режиме динамического торможения. При этом в нормальном режиме работы крановой установки, при питании от сети собственных нужд атомной электростанции, при подъеме и опускании груза, частота вращения вала генератора может достигать 1000 об/мин. При этом обмотка якоря генератора разомкнута и генератор работает в режиме холостого хода.

Таким образом, генератор имеет два режима работы: номинальный с частотой вращения вала 30 об/мин и холостого хода с частотой вращения 1000 об/мин.

Разработка генератора аварийного динамического торможения крановой установки произведена на кафедре электромеханики Новосибирского Государственного Технического Университета при непосредственном участии автора.

Статор генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма содержит дробную зубцовую обмотку с числом пазов на полюс и фазу  $q=6/17$ . Основные данные генератора представлены в таблице 3.2, конструкция генератора аварийного торможения приведена на рисунке 3.13.

Таблица 3.2 - Данные генератора аварийного динамического торможения.

Номинальная мощность, Вт	500
Номинальное линейное напряжение, В	10
Коэффициент мощности, о.е.	0,8
Коэффициент полезного действия, %	48,5
Число фаз	3
Число пазов на полюс и фазу	6/17

Ротор с V-образным расположением постоянных магнитов, использованный в конструкции генератора аварийного торможения (рисунок 3.13) является одной из разновидностей роторов с внутренним тангенциальным расположением магнитов.

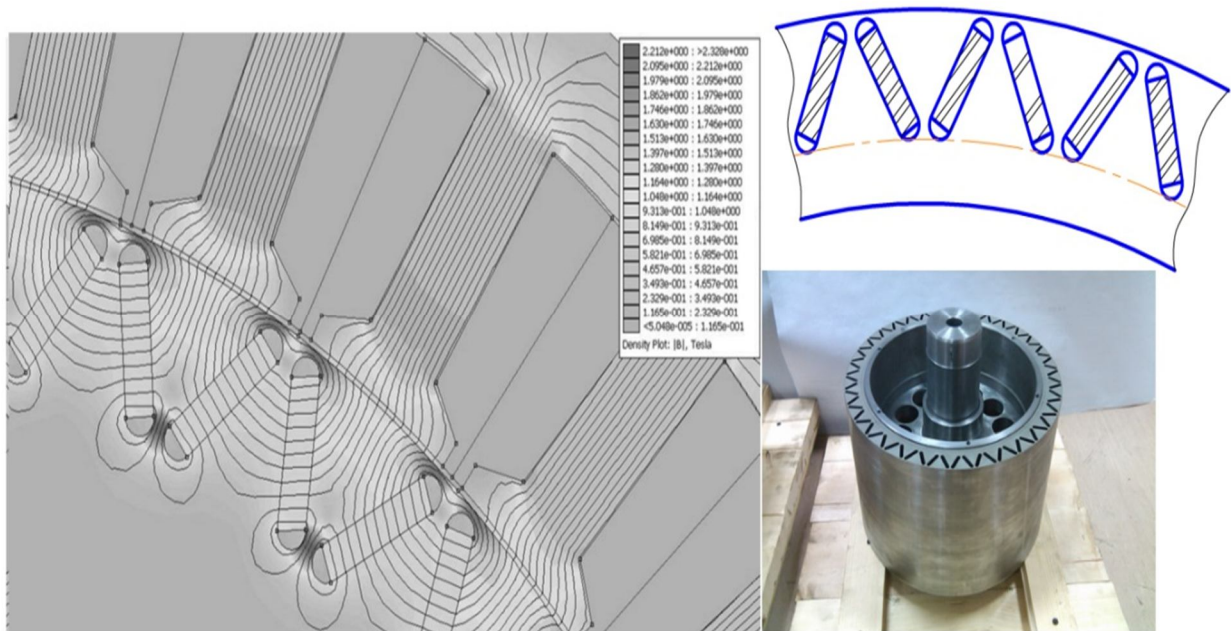


Рисунок 3.13 - Зубцово пазовая структура и ротор генератора аварийного торможения

При данной конструкции на поверхности ротора между магнитом и воздушным зазором, а также между нижними частями пазов магнитов одного полюса реализованы мостики насыщения. Сравнительно сложная конфигурация магнитопровода ротора и нелинейная зависимость магнитной проводимости мостиков насыщения генератора предопределила использование метода конечно элементного моделирования для расчета изменения магнитной индукции постоянных магнитов, расположенных в пазах ротора.

Метод конечно-элементного моделирования использовался для определения пространственно-временной зависимости распределения магнитного поля в магнитах, с целью последующего определения ее гармонического состава. Результаты определения распределения индукции магнитного поля в магните в номинальном режиме работы и ее гармонический состав приведены на рисунке 3.14 и 3.15.

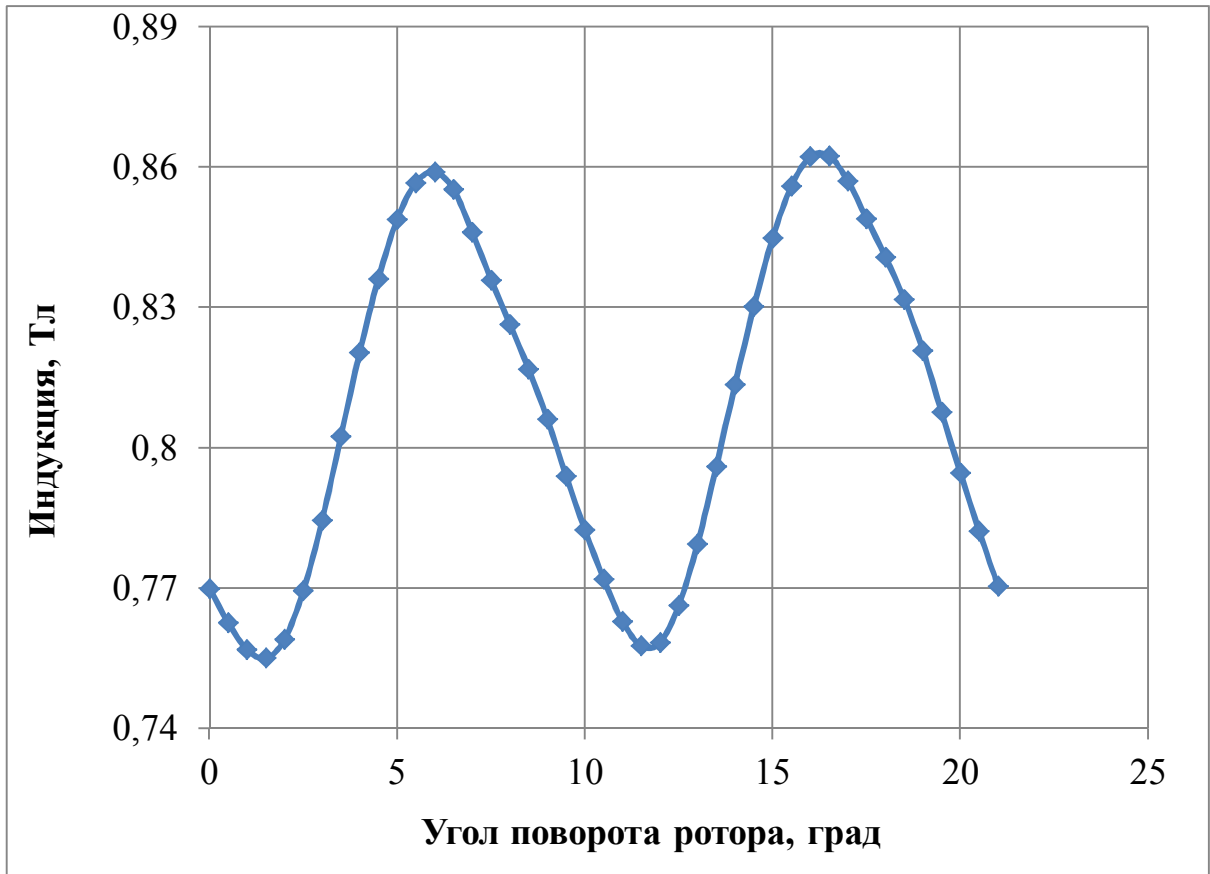


Рисунок 3.14 - Зависимость индукции магнита от угла поворота при работе генератора аварийного торможения в номинальном режиме

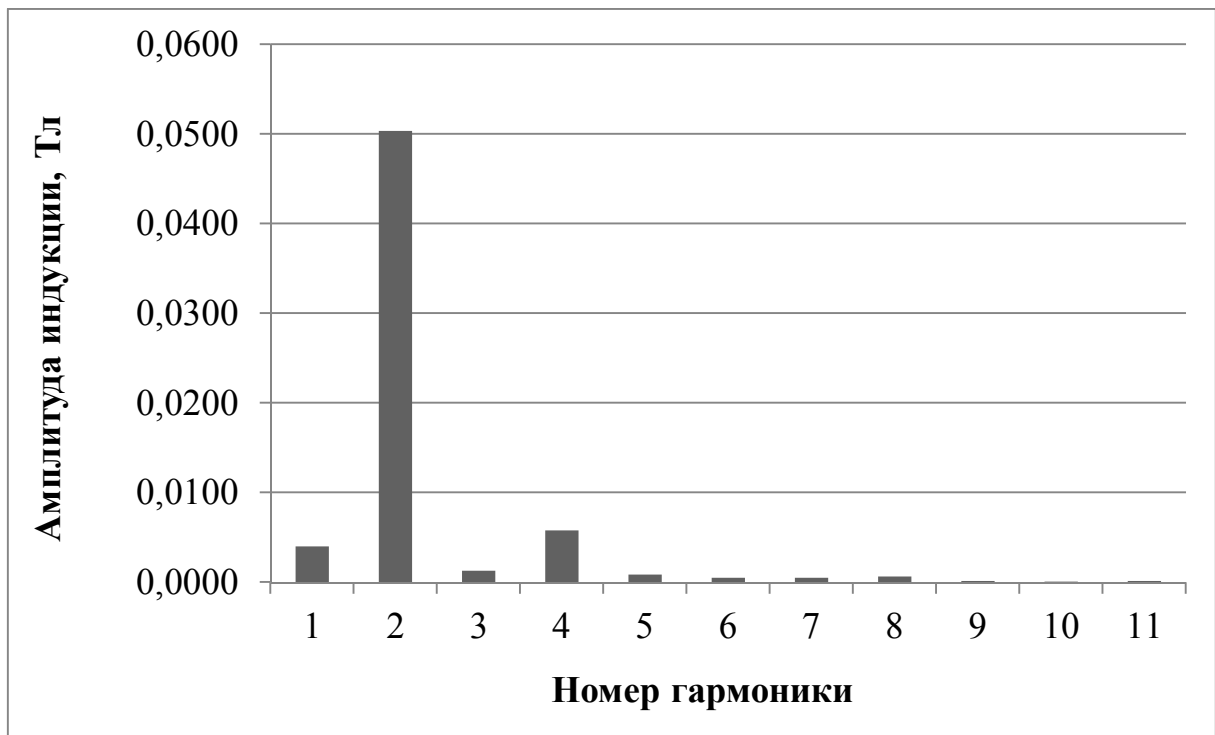


Рисунок 3.15 - Гармонический анализ индукции магнита при работе генератора аварийного торможения в номинальном режиме

Проведенные исследования показали, что при работе генератора аварийного динамического торможения в номинальном режиме с частотой вращения 30 об/мин основное влияние на пульсации магнитного поля в магнитах оказывает поле реакции якоря. При этом максимальную амплитуду пульсаций 0,05 Тл имеет пространственная гармоника частотой 18 Гц.

На рисунке 3.16 представлено изменение индукции магнита в режиме холостого хода, т.е. при отсутствии токов в обмотке статора (якоря) и работе генератора на повышенной частоте вращения вала 1000 об/мин. Пульсации индукции обусловлены зубцово-пазовой структурой магнитопровода статора. Наибольшее значение имеет пространственная гармоника с амплитудой пульсации индукции равной 0,0076 Тл и частотой 612 Гц (рисунок 3.17).

Приведенные результаты гармонического анализа магнитного поля в магнитах (рисунок 3.15 и 3.17) были использованы для определения потерь на вихревые токи в объеме постоянных магнитов.

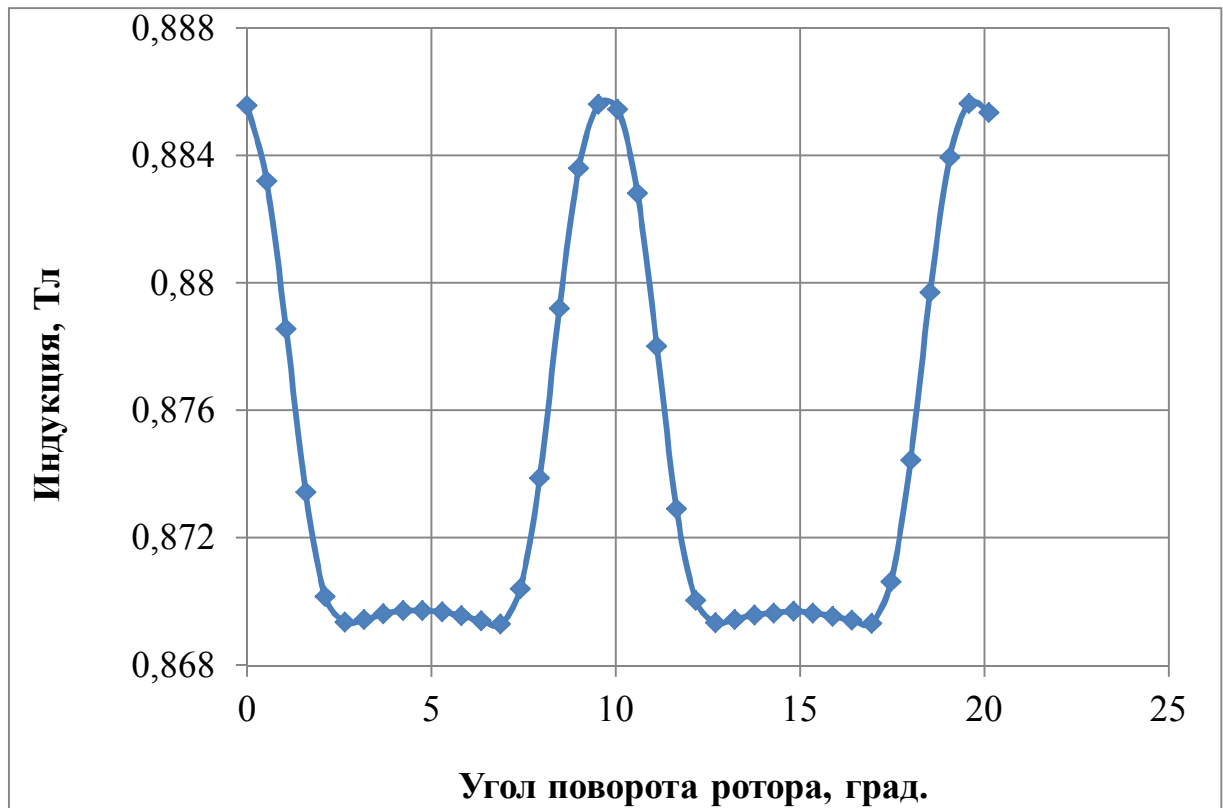


Рисунок 3.16 - Зависимость индукции магнита от угла поворота при работе генератора аварийного торможения в режиме холостого хода



Рисунок 3.17 - Гармонический анализ индукции магнита при работе генератора аварийного торможения в режиме холостого хода

Сравнения результатов численного моделирования и аналитического расчета магнитной индукции в объеме постоянных магнитов для различных конструкций представлены в таблице 3.3. Разница в результатах в пределах принятых значений для аналитических моделей.

Из вышесказанного следует, что аналитические исследования на основе каскадных схем не учитывают некоторые конструктивные особенности рассматриваемой электрической машины при определении магнитной индукции. Однако данная методика позволяет на первоначальном этапе проектирования оценить величину потерь на вихревые токи в постоянных магнитах. А затем, более точно и с учетом всех особенностей активной зоны электрической машины подтвердить и проверить расчеты численным моделированием активной зоны электрической машины.

Результаты численного моделирования показали, что при работе генератора магнитное поле практически равномерно распределено по поверхности и объему магнитов ротора. Следовательно, для расчета потерь на вихревые токи в постоянных магнитах, магниты можно рассматривать как проводящие пластины,

пронизываемые магнитным потоком, равномерно распределенным по их поверхности.

Таблица 3.3 – Сравнение результатов

	Амплитуда магнитной индукции в объеме постоянного магнита	
	Численное моделирование	Аналитические выводы (с использованием каскадных схем замещения)
Генератор аварийного динамического торможения, $q=6/17$ , 36 пазов, ротор с V-образными магнитами	0,05 Тл	0,059 Тл
Конструкция, наиболее применяемая в погружных электродвигателях, диаметральной трехфазная обмотка, $q=2$ , 12 пазов, ротор с внешним расположением магнитов	0,061 Тл	0,069 Тл

### 3.1.7 Исследования влияния режима работы и конструкции электрической машины на величину потерь на вихревые токи в постоянных магнитах

Исследования проводились на основе конструкции генератора аварийного динамического торможения. Проведенные расчеты показали, что потери в магнитах ротора рассматриваемого генератора в номинальном режиме работы при



частоте вращения 30 оборотов в минуту и наличие токов в обмотке статора, составляют 0,38 Вт или менее 0,1% от суммарных потерь в генераторе, что говорит о корректности принятых конструктивных решений.

Малое значение потерь на вихревые токи в магнитах в номинальном режиме обусловлено низкой частотой вращения и, соответственно, низкой частотой гармоник индукции. А также тем фактом, что магнитопровод ротора имеет «экранирующие» влияние на высшие гармонические индукции, а магниты выполнены составными из четырех частей по длине машины.

Исследования показали, что потери на вихревые токи в постоянных магнитах генератора аварийного динамического торможения в номинальном режиме вызваны преимущественно полем реакции якоря. Традиционно, добавочными потерями при нагрузке называют потери, возникающие как в проводниках обмоток, так и в отдельных стальных частях магнитопровода под воздействием потоков рассеяния, связанных с проводниками обмотки и вызванных током нагрузки [30]. Постоянные магниты, обладающие электрической проводимостью, являются элементами конструкции, подверженными действию полей реакции якоря. Следовательно, потери на вихревые токи в магнитах в номинальном режиме работы являются добавочными потерями при нагрузке.

При работе генератора аварийного динамического торможения в режиме холостого хода с частотой вращений 1000 об/мин потери на вихревые токи в магнитах составляют 20,15 Вт или 3,8 % от суммарных потерь в генераторе и вызваны исключительно пульсациями магнитного поля от зубчатости статора, так как ток в обмотке статора отсутствует.

Согласно [23], указанные потери в режиме холостого хода являются добавочными потерями.

Повышенная величина потерь на вихревые токи в режиме холостого хода вызвана зубовыми пульсациями магнитного поля и высокой частотой изменения индукции в постоянном магните.

Так же в рамках проведенных исследований выполнены расчеты потерь на вихревые токи в постоянных магнитах при изменении ширины шлица (открытия) паза статора генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма при номинальной частоте вращения и в режиме холостого хода.

Результаты исследований показали, что при работе генератора в номинальном режиме с частотой вращения 30 об/мин, изменение ширины шлица паза не значительно влияет на величину потерь в магните от вихревых токов. При изменении ширины шлица уровень потерь составляет 0,1 – 0,2 % от суммарных потерь в генераторе.

Куда более интересные результаты наблюдаются в режиме холостого хода с частотой вращения ротора 1000 об/мин. Результаты определения потерь на вихревые токи в постоянных магнитах при изменении относительного открытия паза (отношение ширины шлица паза статора к зубцовому делению) генератора аварийного торможения в режиме холостого хода с частотой вращения 1000 об/мин представлены на рисунке 3.18. Как видно из представленных результатов, при исполнении генератора с практически открытым пазом, потери на вихревые токи в постоянных магнитах составляют 129 Вт или 24,5 % от суммарных потерь в генераторе. С другой стороны, при выполнении закрытого паза статора потери на вихревые токи в постоянных магнитах становятся незначительными, что обусловлено снижением амплитуды и количества пространственных гармоник магнитодвижущей силы в воздушном зазоре. Однако, выполнение полностью закрытых пазов на статоре усложняет процесс изготовления электрических машин (укладки обмотки статора) и ухудшает их показатели.

Синхронные машины с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на статоре в большинстве случаев используются совместно с преобразователем частоты (в случае с электродвигателями) или выпрямителем (в случае с генератором). Использование данных устройств приводит к образованию высших временных гармоник напряжения в обмотке статора, которые создают временные гармоники магнитной индукции в воздушном зазоре и постоянных магнитах на роторе соответственно. Учет влияния временных гармоник,

вызванных применением преобразователя частоты или выпрямителя, сложен, так как величина данных гармоник будет определяться параметрами конкретного преобразователя, а также наличием фильтров, включенных между преобразователем и обмоткой статора. Согласно утверждениям в следующих работах [3; 17; 18; 32] и проведенным исследованиям в данной области, можно сказать, что временные гармоники, обусловленные не синусоидальностью напряжения в обмотке статора, могут создавать пульсации индукции в объеме постоянных магнитах, равных пульсациям от изменения тока в обмотке статора. Данное обстоятельство может приводить к примерно двукратному увеличению потерь на вихревые токи в постоянных магнитах. Следует заметить, что при проведении исследований и в работах других авторов рассматривался абстрактный условный частотный преобразователь с усредненными параметрами и без фильтров. Учет потерь от данных временных гармоник возможен только при непосредственном расчете внешней цепи с учетом параметров, либо при предположении, что пульсации магнитной индукции в постоянном магните равны пульсациям от изменения тока в обмотке статора. Данная задача сложна и требует дополнительного рассмотрения.

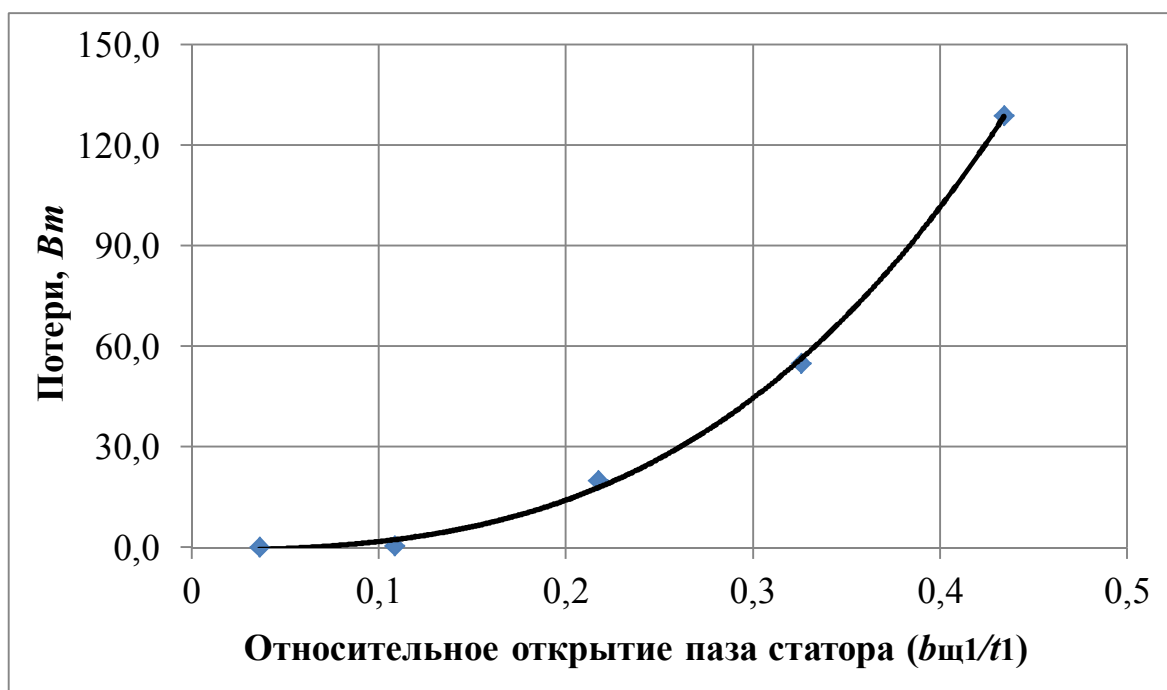


Рисунок 3.18 - Зависимость потерь на вихревые токи в постоянных магнитах генератора аварийного торможения от относительного открытия паза статора

Конструкция генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма характерна для ветрогенераторов. Поэтому был рассмотрен режим работы ветрогенератора с конструкцией активного объема как у генератора аварийного динамического торможения при номинальных токах в фазах 38,4 А и частоте вращения 300 об/мин. Результаты расчета представлены в таблице 3.4. Как и было сказано выше, наибольшее влияние на потери от вихревых токов оказывает поле реакции якоря. Согласно полученных результатов, потери на вихревые токи составляют 34,5 Вт или 4,5 % от величины суммарных потерь в рассматриваемом ветрогенераторе (или около 1% от мощности ветрогенератора). Стоит заметить, что согласно классической теории при проектировании электрических машин средней и малой мощности все добавочные потери принимаются равными 0,5 % согласно ГОСТ 11828-86 [30]. Могут быть варианты, при которых только одна из составляющих добавочных потерь составляет 1 %. При этом стоит заметить, что данный результат получается при рассмотрении оптимизированной геометрии активного объема машины и сегментирование магнита по длине на 4 части.

Таблица 3.4 – Результаты расчета для режима ветрогенератора

	Потери на вихревые токи в постоянных магнитах, Вт	Амплитуда пульсаций магнитной индукции в магните, Тл	Проценты от величины суммарных потерь, %
От поля реакции якоря	30,68	0,0428	4
От зубчатости статора	3,8	0,0076	0,5

### **3.2 Экспериментальные исследования потерь на вихревые токи в постоянных магнитах**

В предыдущих главах работы были проведены аналитические исследования, в результате которых были сделаны выводы о величине и гармоническом составе магнитной индукции в объеме постоянного магнита и влияние параметров и режимов работы на потери на вихревые токи в постоянных магнитах. Результаты численного моделирования магнитного поля методом конечных элементов подтвердили выводы аналитических исследований. В данной главе с целью проверки полученных в ходе аналитических исследований результатов были проведены экспериментальные исследования электрических машин с дробными зубцовыми обмотками с возбуждением от постоянных магнитов.

#### **3.2.1 Описание объекта исследования**

Исследования проводились на базе конструкции, которая характерна для синхронного погружного электродвигателя. Конструкция погружного электродвигателя была разработана на кафедре электромеханики. Статор электродвигателя имеет 12 зубцов, 5 пар полюсов. На рисунке 3.19 и 3.20 представлен статор объекта исследования.



Рисунок 3.19 – Статор намотанный



Рисунок 3.20 – Статор в процессе намотки

Для исследования потерь на вихревые токи на статор была намотана классическая обмотка с диаметральной шагом, одной парой полюсов и числом пазов на полюс и фазу  $q=2$ . Выбор данной обмотки связан с тем, что согласно результатам численного моделирования основное влияние на потери на вихревые токи оказывает первая гармоника обмотки с  $q=2/5$ . Чтобы смоделировать данную гармонику и была выбрана классическая обмотка с диаметральной шагом, одной парой полюсов и числом пазов на полюс и фазу  $q=2$ . На статор намотаны 6 катушек по 40 витков в каждой. В эксперименте использовался пакет ротора с радиальным расположением магнитов и 5-ю парами полюсов, который характерен для погружных электродвигателей (рисунок 3.21). Для разделения потерь от вихревых токов в постоянных магнитах, от потерь на вихревые токи в элементах конструкции ротора, применялся сплошной магнитопровод ярма ротора без магнитов, представляющую из себя цельную втулку из конструкционной стали, а также шихтованный магнитопровод ярма ротора из электротехнической стали. Центрирование ротора в статоре производилось с помощью немагнитных втулок, в которых были сделаны пазы и намотана измерительная обмотка (измерительная рамка), чтобы производить исследования для различных видов ярма ротора при одинаковом потоке в воздушном зазоре. Исследования проводились при неподвижном роторе, что соответствует потерям только от токов, протекающих в обмотке статора.

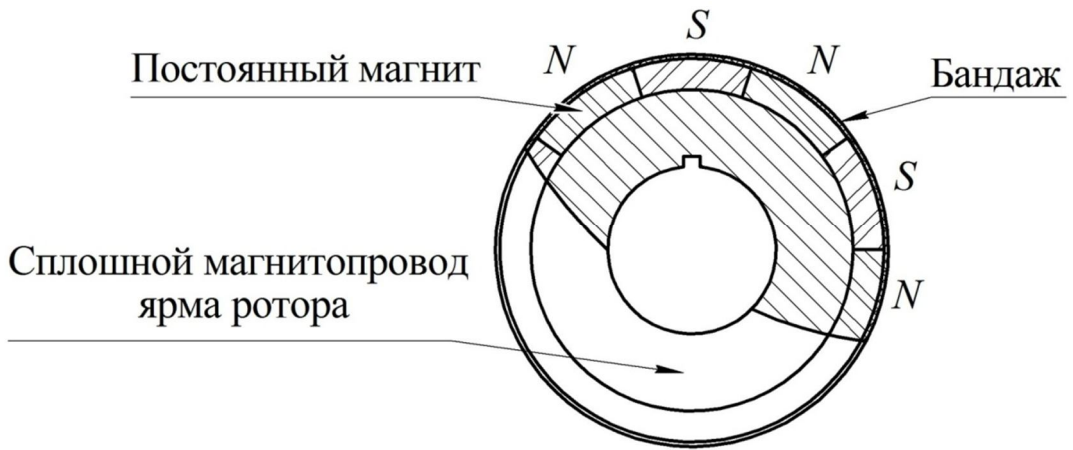


Рисунок 3.21 – Ротор с внешним расположением магнитов и 10-полюсами

### 3.2.2 Описание экспериментальной установки и результаты исследований

Исследования проводились на установке, схема которой представлена на рисунке 3.22. Для создания поля, аналогичному полю первой гармоники от обмотки с  $q=2/5$ , обмотка статора исследуемого образца запитана через фазорегулятор и понижающий трансформатор. Определение потребляемой мощности производится с помощью анализатора мощности Magtrol. Определение потерь на вихревые токи в элементах конструкции ротора производилось путем вычета из потребляемой мощности потерь в меди обмотки, для чего в ходе испытаний производились измерения сопротивления обмотки статора. На рисунках 3.23 - 3.25 представлены результаты исследований.

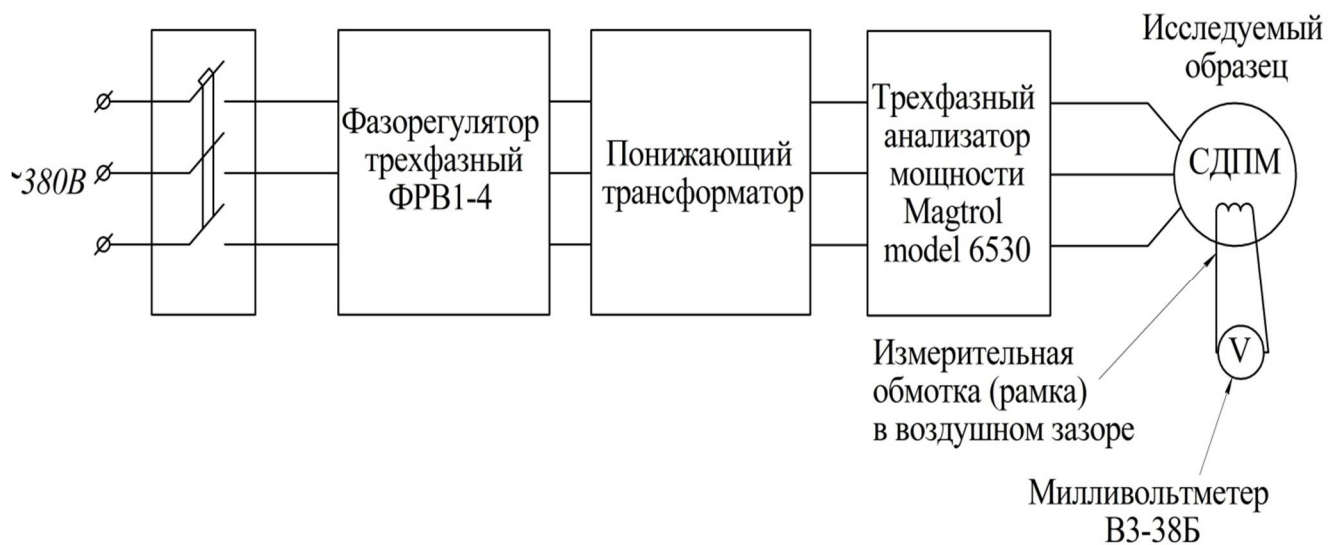


Рисунок 3.22 – Схема экспериментальной установки

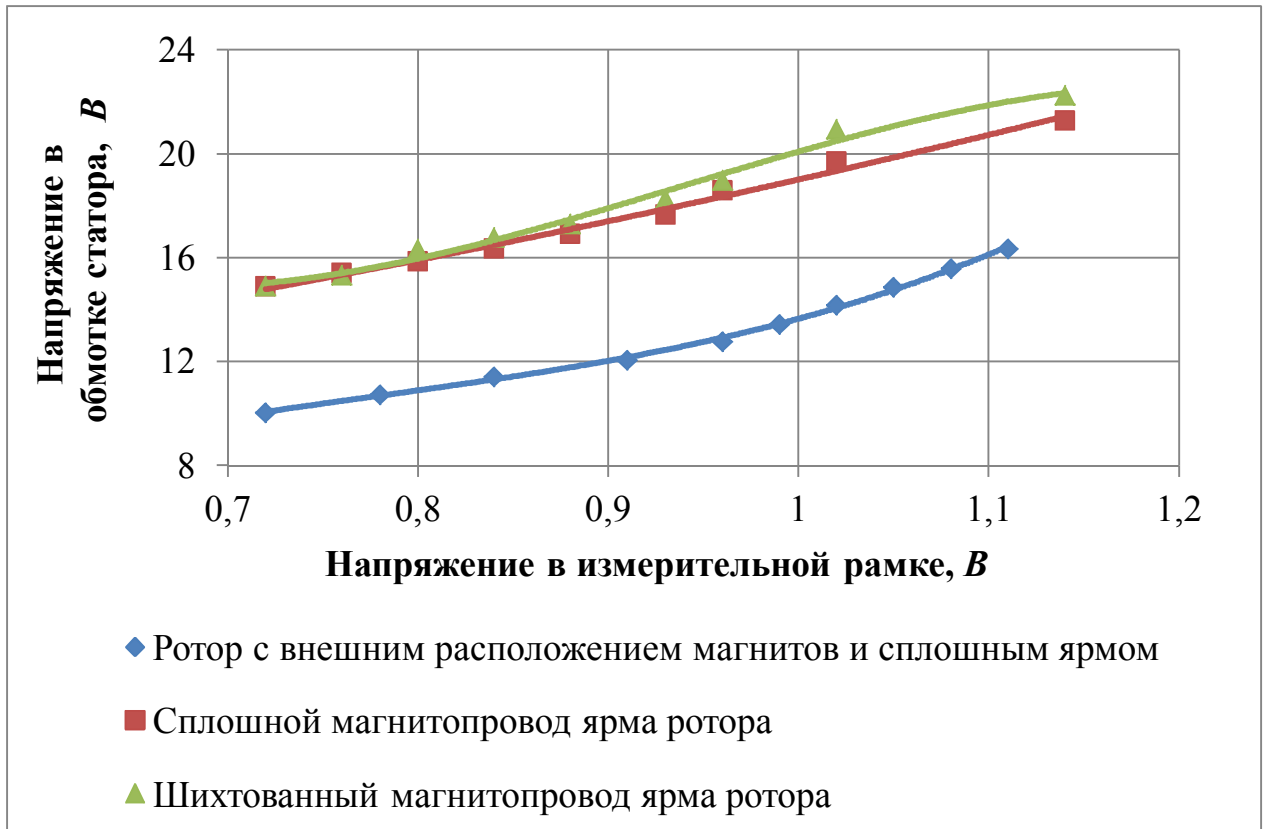


Рисунок 3.23 – Зависимость напряжения в обмотке статора от напряжения в измерительной рамке

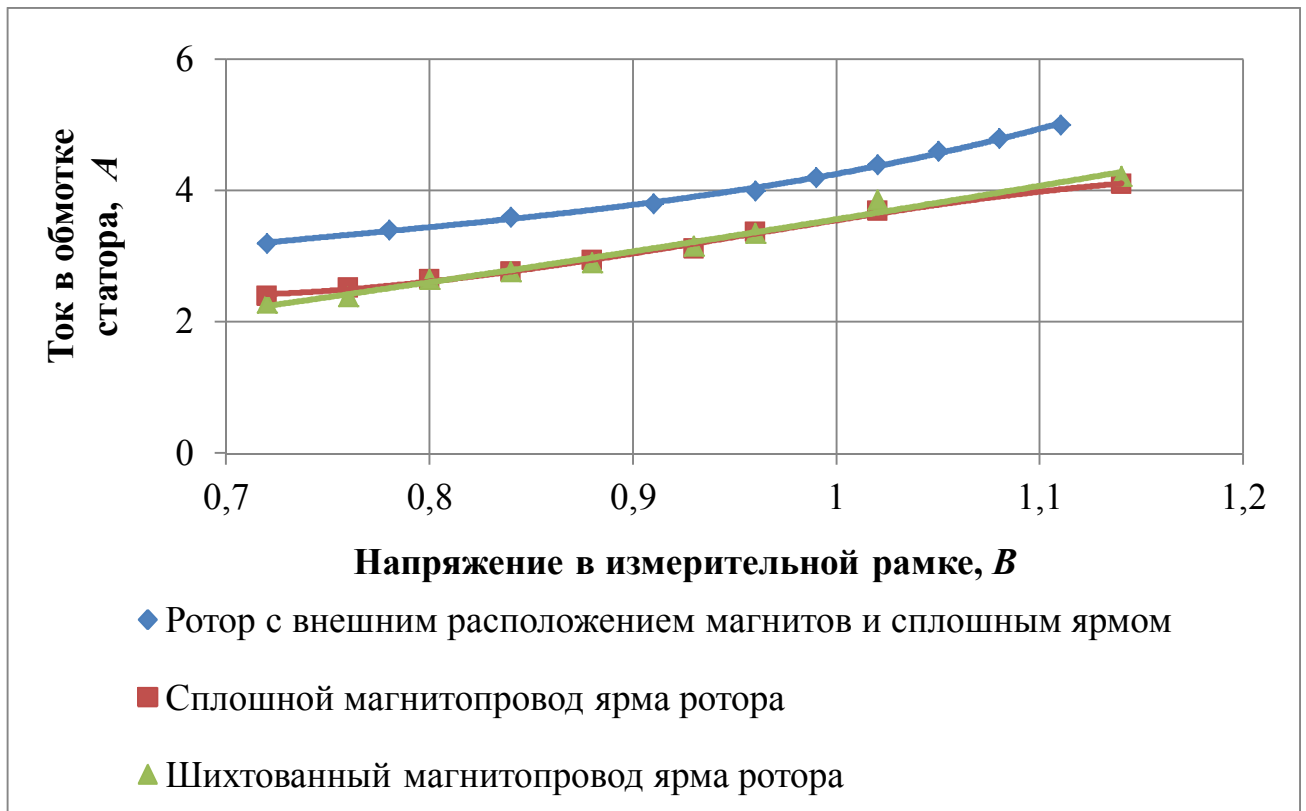


Рисунок 3.24 – Зависимость тока в обмотке статора от напряжения в измерительной рамке



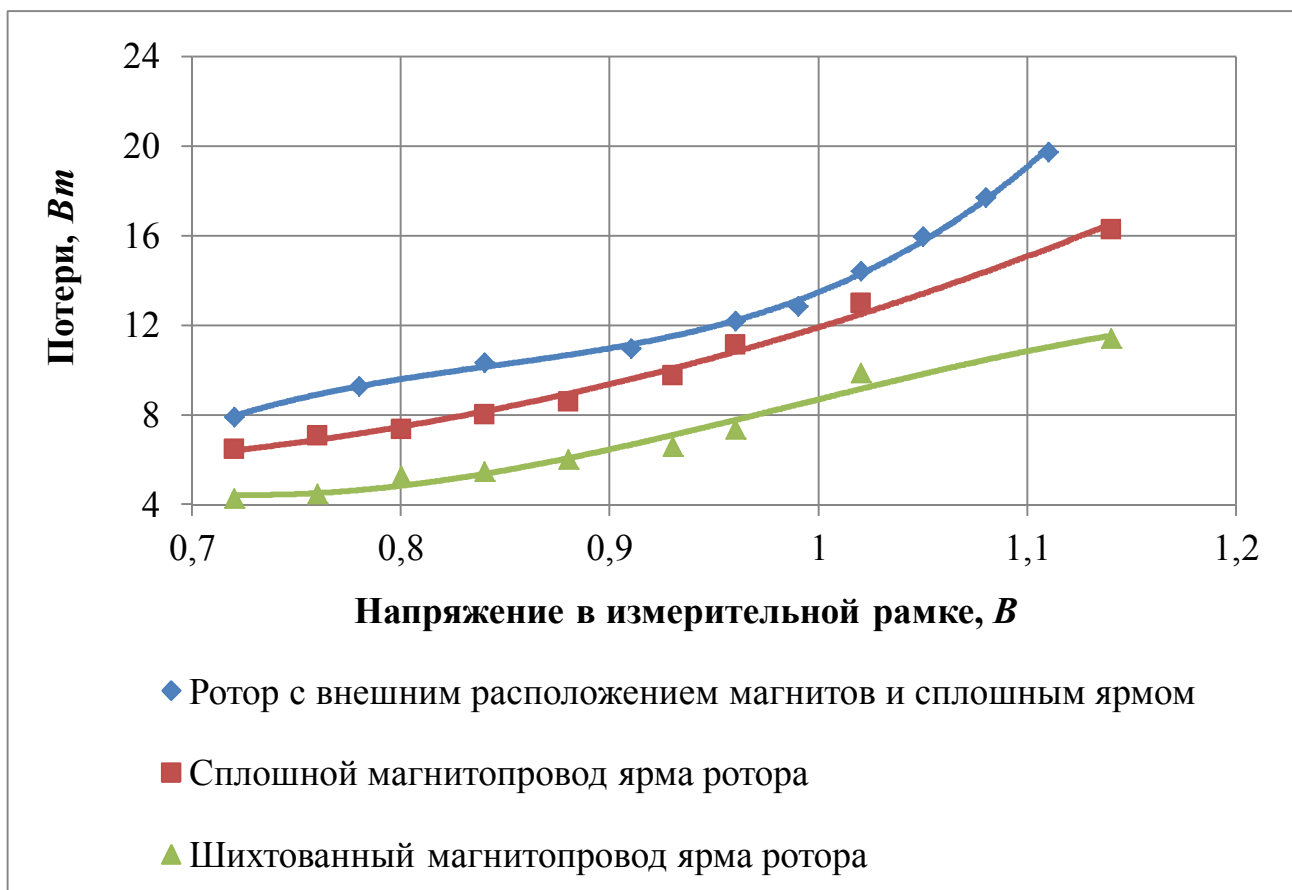


Рисунок 3.25 – Зависимость потерь в магнитах и элементах конструкции ротора от напряжения в измерительной рамке

Исследования проводились при изменении тока в обмотке статора, которые производились с помощью трехфазного фазорегулятора ФРВ1-4. Испытания проводились для различных образцов магнитопроводов при равенстве потока в воздушном зазоре. Контроль данного параметра производился измерением напряжения в измерительной рамке.

Полученные результаты в целом подтверждают результаты аналитических исследований и показывают, что действительно, в постоянных магнитах на роторе и в элементах конструкции ротора наводятся вихревые токи под воздействием внешнего поля, созданного обмоткой статора. При изменении тока данные потери увеличиваются и повышают температуру ротора и электрической машины.

### Выводы

1. Результаты проведенных исследований показывают, что пульсации магнитного поля в объеме постоянных магнитов наводят в них вихревые токи,

обуславливающие увеличение добавочных потерь при работе синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками.

2. При необходимости уменьшения потерь и нагрева как постоянных магнитов, так и электрической машины в целом могут быть приняты следующие меры:

- Сегментирование или деление магнитов на несколько частей;
- Оптимизация ширины открытия паза и формы коронок статора электрической машин с постоянными магнитами с целью снижения зубцовых гармоник проводимости воздушного зазора машины.

3. С помощью численного моделирования получены зависимости магнитной индукции в объеме постоянных магнитов от угла поворота ротора при изменении тока в обмотке статора и без токов в обмотке статора. Результаты расчета методом конечно элементного анализа показывает, что большее влияние на величину пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов оказывают временные гармоники, вызванные изменением тока в дробной зубцовой обмотки статора, чем пространственные гармоники, вызванные геометрическими размерами и обмоточными данными конкретной обмотки, которые в большинстве случаев оказывают меньшее воздействие на величину пульсаций. Однако при высоких частотах вращения и (или) большой полюстности синхронной машины с постоянными магнитами влияние пространственных гармоник увеличивается и может становиться равным влиянию временных гармоник.

4. Предложен аналитический способ определения пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов для различных магнитных систем ротора. Предложенный способ основан на использовании каскадных схем замещения. Правильность данного способа подтверждается результатами конечно элементного анализа.

5. Получены выражения для расчета добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах для различных конструкций роторов.

## ГЛАВА 4 МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ СИНХРОННЫХ МАШИН С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ДРОБНЫМИ ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ

Рассмотрим моделирование синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками на примере генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма. На основе проведенных исследований и полученных рекомендаций были выполнены расчеты и моделирование, по результатам которых выбран вариант многополюсного синхронного генератора системы аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма, на основании которого произведена разработка конструкторской документации для изготовления и испытания опытного образца.

Необходимость изготовления минимального количества опытных образцов при проектировании электрических машин, а также особенности режимов работы рассматриваемых синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками потребовало применения имитационного компьютерного моделирования, которое позволило рассматривать работу генератора совместно с выпрямителем и нагрузкой.

Рассматриваемый в работе генератор аварийного динамического торможения крановой установки имеет дробную зубцовую обмотку и возбуждение от постоянных магнитов. Кроме этого особенностью данного генератора является работа на автономную нагрузку через выпрямитель, работающий по схеме Ларионова. Нагрузкой является обмотка асинхронного двигателя с активным сопротивлением 0,25 Ом. Малая величина активного сопротивления нагрузки приводит к тому, что генератор работает фактически в режиме короткого замыкания. При работе выпрямителя под нагрузкой, на выпрямленное напряжение существенно влияют индуктивность источника питания, активное сопротивление, внутреннее сопротивление вентилей, а также эквивалентное падение напряжения в индуктивности со стороны выпрямленного тока [55]. В связи с этим целесообразно получить параметры и характеристики

генератора непосредственно при его работе на нагрузку через выпрямитель. Для данной задачи использовалась программа блочного моделирования Matlab Simulink.

Simulink – интерактивный инструмент для моделирования, имитации и анализа динамических систем. Он дает возможность строить графические блок-диаграммы, имитировать динамические системы, исследовать работоспособность систем и совершенствовать проекты. Программа Simulink является приложением к пакету MATLAB. Simulink полностью интегрирован с MATLAB, обеспечивая немедленным доступом к широкому спектру инструментов анализа и проектирования. При моделировании с использованием Simulink реализуется принцип визуального программирования, в соответствии с которым, пользователь на экране из библиотеки стандартных блоков создает модель устройства и осуществляет расчеты. При этом, в отличие от классических способов моделирования, пользователю не нужно досконально изучать язык программирования и численные методы математики, а достаточно общих знаний, требующихся при работе на компьютере и, естественно, знаний той предметной области, в которой он работает [57].

При работе с Simulink пользователь имеет возможность модернизировать библиотечные блоки, создавать новые библиотеки блоков.

При моделировании пользователь может выбирать метод решения дифференциальных уравнений, а также способ изменения модельного времени (с фиксированным или переменным шагом). В ходе моделирования имеется возможность следить за процессами, происходящими в системе. Для этого используются специальные устройства наблюдения, входящие в состав библиотеки Simulink. Результаты моделирования могут быть представлены в виде графиков или таблиц. Эти преимущества делают Simulink наиболее популярным инструментом для проектирования систем управления и коммуникации, цифровой обработки и других приложений моделирования [58].

Программа имитационного моделирования MATLAB Simulink позволяет с помощью встроенных блоков различных электрических машин и

электротехнических устройств моделировать системы автономного электроснабжения или другие системы [57]. Такие стандартные решения удобно использовать при определении параметров электрических машин в различных условиях.

Блок Permanent Magnet Synchronous Machine является моделью синхронной машины с постоянными магнитами. Электрическая часть модели машины описывается системой уравнений (4.1) в осях  $d$  и  $q$ , связанных с ротором.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R_{st}}{L_d}i_d + \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_q, \\ \frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R_{st}}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\lambda p\omega_r}{L_q}, \\ T_e = 1,5p(\lambda_M i_q + (L_d - L_q)i_d i_q). \end{cases} \quad (4.1)$$

где  $L_d$  – индуктивность статора по продольной оси  $d$ ;

$L_q$  – индуктивность статора по поперечной оси  $q$ ;

$R_{st}$  – активное сопротивление обмотки статора;

$i_d, i_q$  – проекции тока статора на оси  $d$  и  $q$  соответственно;

$u_d, u_q$  – проекции напряжения статора на оси  $d$  и  $q$  соответственно;

$\omega_r$  – угловая частота вращения ротора;

$\lambda$  – магнитный поток постоянных магнитов, сцепленный с обмоткой статора;

$p$  – число пар полюсов;

$T_e$  – электромагнитный момент.

Ввод параметров генератора осуществляется в окне стандартного блока, имеющего строки ввода с указанием параметра и размерности величины. Значения вводимых параметров в модель представлены в таблице 4.1. Величина активного сопротивления обмотки статора взята из результатов электромагнитного расчета. Остальные параметры взяты из результатов численного моделирования [59]. Стандартный блок Permanent Magnet Synchronous

Machine синхронных машин с постоянными магнитами может моделировать как двигатели, так и генераторы.

Таблица 4.1 – Данные вводимые в модель генератора аварийного динамического торможения

Индуктивность по продольной оси $L_d$ , Гн	1,525
Индуктивность по продольной оси $L_q$ , Гн	3,529
Активное сопротивление обмотки статора $R_{st}$ , Ом	0,116
Магнитный поток постоянных магнитов $\lambda$ , Вб	0,261364

Для моделирования работы генератора на блок Permanent Magnet Synchronous Machine через механический канал  $\omega_r$  задается угловая частота вращения в рад/с., с которой вращается вал реального генератора. С выводов трехфазной обмотки модели напряжение и ток идут на стандартный блок Universal Bridge, моделирующий выпрямитель с указанием внутренних потерь и временем отклика реального выпрямителя. Далее по цепи идет нагрузка R Branch, которая моделирует обмотку асинхронного двигателя в виде активной нагрузки, так как величина индуктивности обмотки асинхронного двигателя мала. Также применялись другие стандартные элементы, которые являлись вспомогательными средствами для измерения параметров, их наглядного представления. Результаты моделирования представлены в таблице 4.2. На рисунке 4.1 показана осциллограмма тока фазы А, генератора аварийного динамического торможения при работе на автономную нагрузку, которая имеет несинусоидальный характер. Гармонический анализ тока фазы А генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма при работе в номинальном режиме представлен на рисунке 4.2. Первая гармоника имеет частоту 8,5 Гц. Влияние первой гармоники тока на добавочные потери при нагрузке рассмотрены в главе 3. С помощью моделирования работы электрической машины в Matlab Simulink могут быть получены величины высших гармоник тока, по которым рассчитаны пульсации магнитной индукции в объеме постоянных магнитов, а далее определены добавочные потери при нагрузке от соответствующих временных

гармоник. В генераторе аварийного динамического торможения влияние временных гармоник имеют малое значение на добавочные потери, из-за малой амплитуды тока и «экранирующего» влияния железа зубцов ротора на постоянные магниты. В синхронных машинах с внешним расположением магнитов на роторе данные временные гармоники могут иметь значительное влияние на добавочные потери при нагрузке.

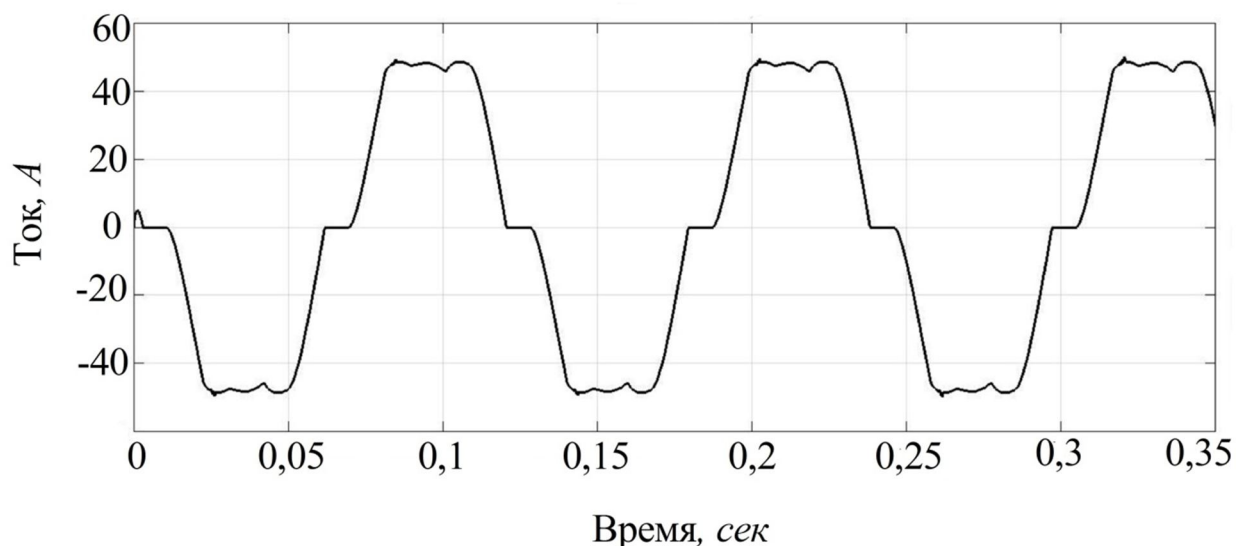


Рисунок 4.1 – Осциллограмма тока фазы А генератора аварийного динамического торможения при работе на автономную нагрузку

Таблица 4.2 – Результаты моделирования генератора аварийного динамического торможения в Matlab Simulink

Ток в нагрузке, $A$	43,66
Напряжение в нагрузке, $B$	10,92
Ток фазы А, $A$	33,25
Напряжение фазы А, $B$	10,24
Электромагнитный момент, $H \cdot m$	305,3

Основными параметрами рассматриваемого генератора являются ток и напряжение в нагрузке, значение которых прописано в техническом задании. Полученные в результате моделирования данные соответствуют техническому заданию. С помощью имитационного компьютерного моделирования удалось определить параметры генератора и значения контрольных параметров в нагрузке

при работе в автономной аварийной системе электроснабжения. Применение современных средств моделирования позволяет отказаться от изготовления опытных образцов для проверки правильности проектирования и корректировки расчета.

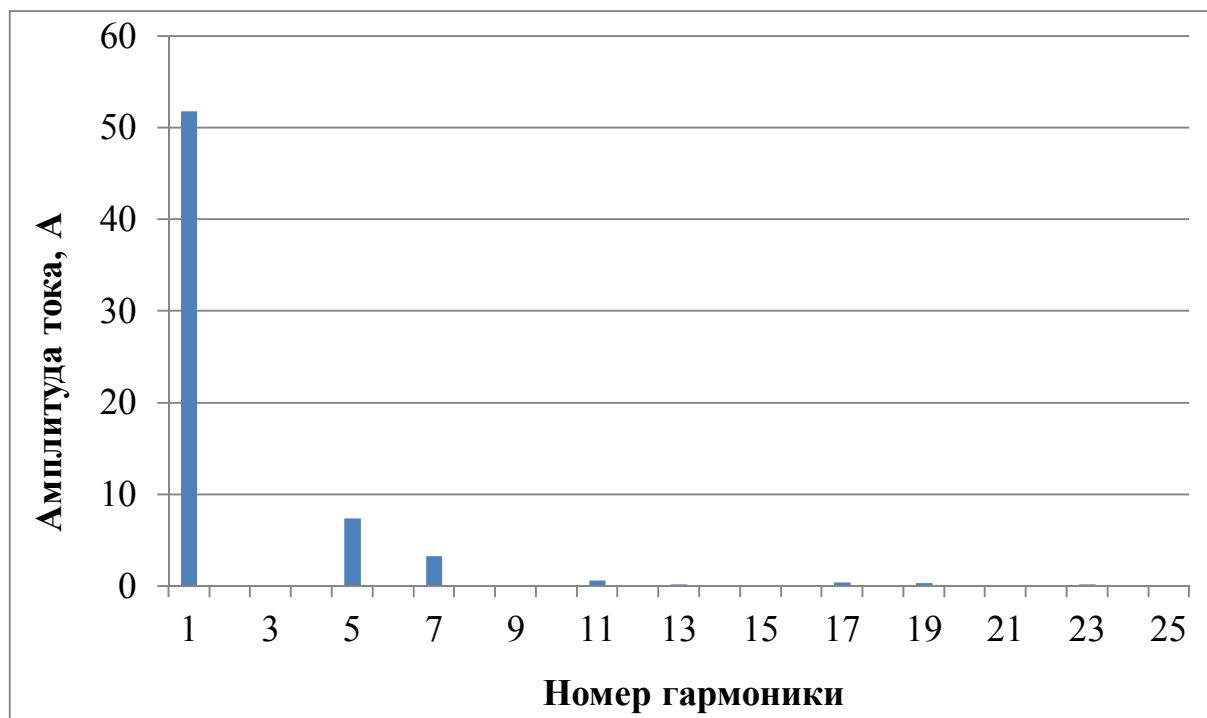


Рисунок 4.2 – Гармонический анализ тока фазы А при работе генератора аварийного динамического торможения в номинальном режиме

Фотографии выполненного образца генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма представлены на рисунках 1.8, 1.9 и 4.3. В таблице 4.3 представлены результаты испытаний генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма, проведенных на кафедре электромеханики НГТУ.

Таблица 4.3 – Внешние характеристики генератора

Частота вращения, об/мин	Выпрямленное напряжение на нагрузке, В	Ток в нагрузке (постоянный), А
38,65	20,96	0
38,46	16,54	12,5
38,54,	16,35	12,0



Частота вращения, об/мин	Выпрямленное напряжение на нагрузке, В	Ток в нагрузке (постоянный), А
38,35	15,25	15,8
38,30	14,26	20,5
38,10	12,60	28,4
38,25	10,35	37,5
37,94	10,28	36,3

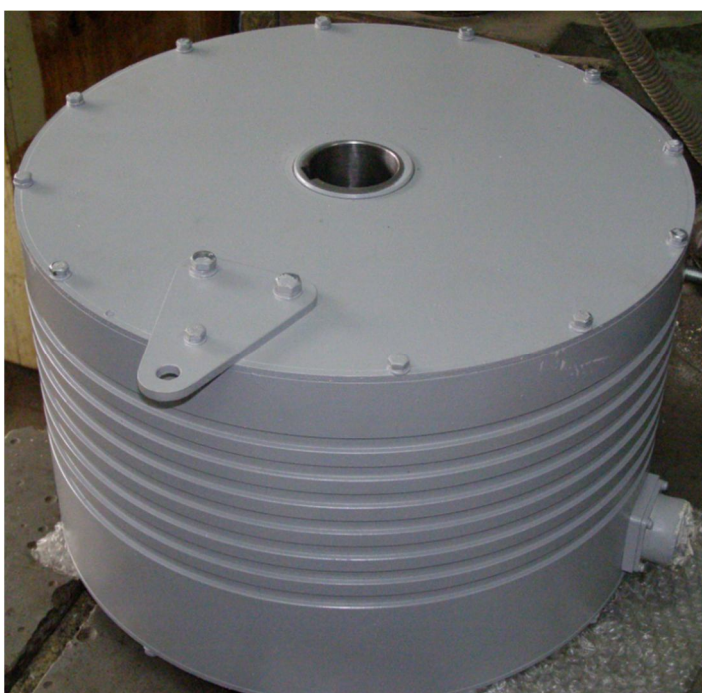


Рисунок 4.3 - Генератор аварийного динамического торможения  
грузоподъемного механизма в сборе

### Выводы

Результаты проведенных исследований подтверждают правильность принятых предположений. Учет добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах, а также использование уточнённого расчетного обмоточного коэффициента и современных средств проектирования позволили спроектировать и изготовить опытный образец генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма таким образом, что

генератор удовлетворяет всем требованиям технического задания. Результаты испытаний показали хорошую сходимость с расчетными значениями. Разница между расчетными и экспериментальными значениями выпрямленного напряжения и тока объясняются применением в ходе испытаний выпрямителя с диодами, имеющими большое значение падения напряжения.

## Заключение

В соответствии с целями и задачами работы, направленными на решение вопросов проектирования синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками, основные научные и практические результаты исследования сводятся к следующим положениям:

1. На основании расчета магнитного поля синхронных машин с постоянными магнитами и дробными зубцовыми обмотками определено, что значение расчетного обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток зависит от величины открытия паза статора. При исследовании влияния зубчатости статора обнаружено уменьшение потокосцепления и изменение величины обмоточного коэффициента при увеличении открытия паза. Выявлено влияние на обмоточный коэффициент дробных зубцовых обмоток величины открытия паза и воздушного зазора, что не учитывается при общепринятых допущениях. Изменение обмоточного коэффициента составляет 10%.

2. По результатам исследований, показана зависимость величины обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток при рассмотрении реальной геометрии. Как установлено по результатам исследований, на величину обмоточного коэффициента влияет ширина открытия паза, воздушный зазор, насыщение магнитопровода. В классической теории значение обмоточного коэффициента определяется без учета величины открытия паза и воздушного зазора через амплитуду рабочей гармоники индукции. При этом только максимальные значения зависимости обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток от открытия паза имеют близкие значения с классическими величинами, полученными аналитическим способом с допущениями.

3. По результатам выполненных расчетов получены зависимости обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток от относительного открытия паза (отношения ширины шлица паза к зубцовому шагу) и величины воздушного зазора. Результаты представлены для наиболее часто используемых чисел пазов на полюс и фазу в машинах с дробными зубцовыми обмотками.

Полученные результаты могут использоваться при проектировании синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками различных мощностей.

4. Предложено соотношение для расчета величины обмоточного коэффициента дробных зубцовых обмоток с различными значениями числа пазов на полюс и фазу. Расчет обмоточного коэффициента с помощью предложенного соотношения имеет погрешность, не превышающую 1 %. Предложенная формула позволяет произвести определение расчетного обмоточного коэффициента на этапе выбора геометрических и обмоточных данных электрической машины без применения средств численного моделирования.

5. Предложен аналитический способ определения пульсации магнитной индукции в объеме постоянных магнитов для синхронных машин с различными конструкциями роторов и различным значением числа пазов на полюс и фазу  $q$  дробных зубцовых обмоток на статоре. Данный способ позволяет рассматривать влияние поля реакции якоря.

6. Численными методами проведено исследование влияния временных и пространственных гармоник на величину пульсаций магнитной индукции в воздушном зазоре и объеме постоянных магнитов, а также влияние данных гармоник на величину добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах. Результаты конечно элементного анализа подтвердили возможность и правомерность использования предложенного аналитического способа расчета магнитной индукции в объеме постоянных магнитов синхронных машин с дробными зубцовыми обмотками. Проведенные исследования показывают, что на величину пульсаций магнитной индукции в объеме постоянных магнитов большее влияние имеет поле реакции якоря, чем влияние зубчатости статора.

7. Получены выражения для определения величины добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах.

8. Проведены экспериментальные исследования добавочных потерь на вихревые токи в постоянных магнитах.

9. Выполнено проектирование генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма. Принято активное участие в

изготовлении и испытании генератора аварийного динамического торможения грузоподъемного механизма, выполненного в соответствии с результатами проектирования. Полученные экспериментальные данные подтвердили правильность принятых решений при проектировании и показали совпадение расчетных и экспериментальных данных.

### Список литературы

1. Альтман, А. Б. Постоянные магниты : справочник / А. Б. Альтман, А. Н. Герберг, П. А. Гладышев. – М.: Энергия, 1980. – 488 с.
2. Антипов, В. Н. Оценка эффективности конструктивного исполнения постоянных магнитов для низкоскоростных синхронных генераторов на основе расчета магнитного поля / В. Н. Антипов, И. Ю. Кручинина, А. Д. Грозов, А. В. Иванова // Электротехника. – 2014. – №2. – С. 2.
3. Арриллага, Дж. Гармоники в электрических системах / Дж. Арриллага, Д. Брэдли, П. Боджер; пер. с англ. Е. А. Васильчикова; под ред. Ю. С. Железко. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
4. Афанасьев, А. А. Потери на вихревые токи в массиве постоянных магнитов магнитоэлектрических вентильных двигателей / А. А. Афанасьев // Электричество – 2017. – №5. – С. 35.
5. Балагуров, В. А. Бесконтактные двигатели постоянного тока с постоянными магнитами / В. А. Балагуров, В. М. Гридин, В. К. Лозенко. – М.: Энергия, 1975. – 128 с.
6. Балагуров, В. А. Предельная мощность синхронных генераторов с постоянными магнитами / В. А. Балагуров // Электротехника. – 1983. – № 5. – С. 22.
7. Балагуров, В. А. Электрические генераторы с постоянными магнитами / В. А. Балагуров, Ф. Ф. Галтеев. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.
8. Балагуров, В. А. Электрические машины с постоянными магнитами / В. А. Балагуров, Ф. Ф. Галтеев, А. Н. Ларионов. – М. – Л.: Энергия, 1964. – 480 с.
9. Бертинов, А. И. Специальные электрические машины / А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин. – М.: Энергоиздат, 1982. – 552 с.
10. Брускин, Д. Э. Электрические машины. Часть 1: В 2 ч.: учебник для электротехнических специальностей вузов / Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов. – М.: Энергия, 1979. – 288 с.

11. Буль, О. Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов. Магнитные цепи, поля и программа FEMM : учебное пособие для вузов по специальности «Электрические и электронные аппараты» направления «Электротехника, электромеханика и электротехнология» / О. Б. Буль. – М.: Academia, 2005. – 334 с.
12. Бут, Д. А. Бесконтактные электрические машины : Учеб. пособие для электромех. и электроэнерг. спец. вузов / Д. А. Бут. – М.: Высш. шк, 1990. – 416 с.
13. Вигриянов, П. Г. Исследование электромагнитных процессов вентильных двигателей : монография / П. Г. Вигриянов. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 163 с.
14. Вигриянов, П. Г. Электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей : монография / П. Г. Вигриянов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. – 144 с.
15. Воронин, С. Г. Стартер–генератор для дизельной силовой установки / С. Г. Воронин, А. И. Согрин, П. О. Шабуров, Б. Д. Шумаков // Электротехника. – 2013. – №10. – С. 25.
16. Выгодский, М. Я. Справочник по высшей математики / М. Я. Выгодский. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963. – 870 с.
17. Жежеленко, И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И. В. Жежеленко. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
18. Железко, Ю. С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии: Руководство для практических расчетов / Ю. С. Железко. – М.: ЭНАС, 2009. – 456 с.
19. Захаренко, А. Б. Создание высокомоментных электрических машин с постоянными магнитами автореферат: автореф. дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Захаренко Андрей Борисович. – М, 2008. – 42 с.
20. Зечихин, Б. С. Расчетные коэффициенты синхронных машин с постоянными магнитами / Б. С. Зечихин, С. В. Журавлев, Д. А. Ситин // Электричество. – 2009. – №3. – С. 35.

21. Зечихин, Б. С. Традиционные и компьютерные методы проектирования бесконтактных синхронных машин / Б. С. Зечихин, А. Д. Куприянов, Е. В. Сыроежкин // Электричество. – 2002. – №5. – С. 61.
22. Зоркальцев, В. И. Метод наименьших квадратов. Геометрические свойства, альтернативные подходы, приложения / В. И. Зоркальцев ; отв. ред.: Е. Г. Анциферов, В. П. Булатов ; Сиб. отд-ние Рос. акад. наук, Сиб. энергет. ин-т. – Новосибирск: Наука, 1995. – 216 с.
23. Иванов-Смоленский, А. В. Электрические машины : учебник для электромеханических и энергетических специальностей вузов / А. В. Иванов-Смоленский. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.
24. Инкин, А. И. Электромагнитные поля и параметры электрических машин. Учебное пособие / А. И. Инкин. — Новосибирск: ООО "Издательство ЮКЭА", 2002. – 464 с.
25. Исмагилов, Ф. Р. К вопросу определения потерь на вихревые токи в постоянных магнитах высокооборотных электромеханических преобразователей энергии / Ф. Р. Исмагилов, В. Е. Вавилов // Вестник Московского авиационного института – 2017. – Т.24. – №4 – С. 143.
26. Киселев, А. В. Применение программного продукта ELCUT 5.1 для выбора рациональной геометрии синхронного магнитоэлектрического генератора / А. В. Киселев, О. Л. Рапопорт, А. Б. Цукублин, Ю. В. Ким // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – №3. – С. 9.
27. Ковалев, Л. К. Многополюсные синхронные генераторы с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок / Л. К. Ковалев, К. Л. Ковалев, Е. Е. Тулинова, Н. С. Иванов // Электричество. – 2013. – №8. – С. 2.
28. Коган, Е. А. Ряды Фурье и дифференциальные уравнения математической физики : учебное пособие / Е. А. Коган, Е. А. Лопаницын. – М.: ФГБОУ ВПО «Московский государственный машиностроительный университет (МАМИ)», 2012. – 137 с.
29. Коген-Далин, В. В. Расчет и испытание систем с постоянными магнитами / В. В. Коген-Далин, Е. В. Комаров. – М.: Энергия, 1977. – 248 с.



30. Копылов, И. П. Проектирование электрических машин : учебное пособие для вузов по специальности «Электрические машины» / И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков, В. П. Морозкин, Б. Ф. Токарев; под ред. И. П. Копылов. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.
31. Кудряшов, С. В. О применении дробных однозубцовых обмоток в синхронных машинах с постоянными магнитами / С. В. Кудряшов // Электротехника. – 2015. – №3. – С. 50.
32. Кужекин, И. П. Основы электромагнитной совместимости современного энергетического оборудования : учебное пособие / И. П. Кужекин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 144 с.
33. Куневич, А. В. Ферриты. Энциклопедический справочник : в 5 т. / А. В. Куневич, А. В. Подольский, И. Н. Сидоров. – СПб.: Лик, 2004. – 5 т. – 358 с.
34. Ледовский, А. Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами / А. Н. Ледовский. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 168 с.
35. Литвинов, Б. В. Типовые звенья и каскадные схемы замещения электрических машин : монография / Б. В. Литвинов, О. Б. Давыденко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 215 с.
36. Макаров, Е. Г. Mathcad : Учебный курс / Е. Г. Макаров. – СПб.: Питер, 2009. – 384 с.
37. Миткевич, А. В. Стабильность постоянных магнитов / А. В. Миткевич. – М.: Энергия, 1971. – 128 с.
38. Многополюсная магнитоэлектрическая машина: 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.
39. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками. Основы теории и конструкция. Часть 1: В 2ч.: методическое руководство по курсовому и дипломному проектированию / Ю. Г. Бухгольц, А. В. Комаров, А. Ф. Шевченко, Л. Г. Шевченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1995. – 38 с.

40. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками. Электромагнитный расчет и программа расчета на ЭВМ. Часть 2: В 2ч.: методическое руководство по курсовому и дипломному проектированию / Ю. Г. Бухгольц, А. В. Комаров, А. Ф. Шевченко, Л. Г. Шевченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1996. – 49 с.
41. Овчинников, И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность) : курс лекций / И. Е. Овчинников. – СПб.: КОРОНА-Век, 2006. – 336 с.
42. Приступ, А. Г. Моделирование магнитных полей в программе FEMM : учеб.-метод. пособие / А. Г. Приступ, А. В. Червяков. – Новосибирск: НГТУ, 2012. – 92 с.
43. Приступ, А. Г. Расчёт потерь в роторе машины с дробно-зубцовыми обмотками / А. Г. Приступ // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – № 6. – С. 15.
44. Ротор электрической машины: 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.
45. Сеньков, А. П. Обмоточный коэффициент и потери в роторе вентильных электродвигателей с зубцовыми обмотками статора / А. П. Сеньков, А. В. Бормотов, Д. Ю. Седунов // Вестник Московского авиационного института. – 2015. – Т.22. – №3 – С. 121.
46. Сергеев, П. С. Проектирование электрических машин / П. С. Сергеев, Н. В. Виноградов, Ф. А. Горяинов; под ред. П. С. Сергеева. – М.: Энергия, 1970. – 632 с.
47. Синхронный электродвигатель: 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.
48. Синхронный электродвигатель: 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.

49. Синхронный электродвигатель: 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.

50. Согрин, А. И. Потери в роторе синхронной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов / А. И. Согрин // Наука ЮУрГУ. Материалы 66-й научной конференции. – 2014. – С. 1264.

51. Тейн Наинг Тун. Применение полевых методов в электромагнитных расчетах электрических машин [Электронный ресурс] / Наинг Тун Тейн, В. И. Гончаров // Электронная библиотека кафедры электромеханики МЭИ. – 2010. – Режим доступа: <http://elmech.mpei.ac.ru/books/edu/TheinNaingTun/index.html>.

52. Топорков, Д. М. Зубцовые пульсации момента в машинах с дробными обмотками и возбуждением от постоянных магнитов: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Топорков Дмитрий Михайлович. – Новосибирск, 2016. – 20 с.

53. Топорков, Д. М. Зубцовые пульсации момента в машинах с дробными обмотками и возбуждением от постоянных магнитов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Топорков Дмитрий Михайлович. – Новосибирск, 2016. – 139 с.

54. Фисенко, В. Г. Численные расчеты электромагнитных полей в электрических машинах на основе метода конечных элементов / В. Г. Фисенко. – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 44 с.

55. Флора, В. Д. Электрические машины специальных конструкций и принципов действия / В. Д. Флора; под ред. Ю. С. Коробкова. – Запорожье: Информационная система iElectro, 2011. – 254 с.

56. Цейтлин, Л. А. Потери на вихревые токи в тонких пластинах / Л.А. Цейтлин // Электричество. – 1969. – №3. – С. 73.

57. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB. SimPowerSystems и Simulink / И. В. Чернов. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 288 с.

58. Черных, И. В. Simulink: среда создания инженерных приложений : учебно-справочное пособие / И. В. Черных; под общ. ред. В. Г. Потемкина. – М.: Диалог-МИФИ, 2003. – 496 с.
59. Честюнина, Т. В. Исследование многополюсных синхронных магнитоэлектрических генераторов с дробными зубцовыми обмотками: автореф. дис. ... канд.техн.наук: 05.09.01 / Честюнина Татьяна Викторовна. – Новосибирск, 2012. – 18 с.
60. Честюнина, Т. В. Исследование многополюсных синхронных магнитоэлектрических генераторов с дробными зубцовыми обмотками: дис. ... канд.техн.наук: 05.09.01 / Честюнина Татьяна Викторовна. – Новосибирск, 2012. – 176 с.
61. Шаншуров, Г. А. Матричная модель обмоток машин переменного тока : учеб.-метод. пособие / Г. А. Шаншуров, А. В. Червяков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – 82 с.
62. Шаншуров, Г. А. Оценка качества обмоток машин переменного тока на стадии проектирования / Г. А. Шаншуров // Известия вузов. Электромеханика. – 2013. – №6. – С. 9.
63. Шевченко, А. Ф. Безредукторный электромеханический усилитель рулевого управления легковых автомобилей / А. Ф. Шевченко, В. В. Мизевич, О. И. Новокрещенов, А. В. Комаров // Электротехника. – 2007. – №9. – С. 32.
64. Шевченко, А. Ф. Магнитодвижущая сила однозубцовых дробных обмоток с  $q < 1$  / А. Ф. Шевченко // Научный вестник НГТУ. – 1996. – №2. – С. 99.
65. Шевченко, А. Ф. Многополюсные синхронные машины с дробными  $q$  меньше 1 зубцовыми обмотками с возбуждением от постоянных магнитов / А. Ф. Шевченко // Электротехника. – 2007. – №9. – С. 3.
66. 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.

67. Шевченко, А. Ф. Результаты разработки высокомоментных синхронных электрических машин с постоянными магнитами на кафедре Электромеханики НГТУ / А. Ф. Шевченко // Электротехника, электромеханика и электротехнологии. – 2003. – №2. – С. 24.
68. Шевченко, А. Ф. Стартер-генераторное устройство для легковых автомобилей класса ВАЗ-2110 / А. Ф. Шевченко // Электромеханика. – 2003. – №9. – С. 45.
69. Шевченко, А. Ф. Статическая устойчивость синхронных машин с постоянными магнитами / А. Ф. Шевченко // Электричество. – 2003. – №8. – С. 68.
70. Alberti, L. Impact of the rotor yoke geometry on rotor losses in permanent-magnet machines / L. Alberti, E. Fornasiero, N. Bianchi // IEEE Transactions on industry applications. – 2012. – Vol. 48. – N 1. – pp. 98.
71. Arumugam, P. Estimation of eddy current loss in semi-closed slot vertical conductor permanent magnet synchronous machines considering eddy current reaction effect / P. Arumugam, T. Hamiti, C. Gerada // IEEE Transactions on magnetics. – 2013. – Vol. 49. – N 10. – pp. 5326.
72. Ede, J. D. Effect of axial segmentation of permanent magnets on rotor loss in modular permanent-magnet brushless machines / J. D. Ede, K. Atallah, G. W. Jewell, J. B. Wang, D. Howe // IEEE Transactions on industry applications. – 2007. – Vol. 43. – N 5. – pp. 1207.
73. Fornasiero, E. Slot harmonic impact on rotor losses in fractional-slot permanent-magnet machines / E. Fornasiero, N. Bianchi, S. Bolognani // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2012. – Vol. 59. – N 6. – pp. 2557.
74. Guo, Y. Measurement and modeling of rotational core losses of soft magnetic materials used in electrical machines: A review / Y. Guo, J. G. Zhu, J. Zhong, H. Lu, J.X. Jin // IEEE Transactions on magnetics. – 2008. – Vol. 44. – N 2. – pp. 279.
75. Korneev, V. V. Winding factor of permanent magnet synchronous machines with fractional slot concentrated windings / V. V. Korneev, A. G. Pristup, O. E. Gubareva // Applied Mechanics and Materials. – 2015. – N 698. – pp. 73.

76. Krizan, J. A. A design model for salient permanent-magnet machines with investigation of saliency and wide-speed-range performance / J. A. Krizan, S. D. Sudhoff // IEEE Transactions on energy conversion. – 2013. – Vol. 28. – N 1. – pp. 95.
77. Mademlis, C. Loss minimization in surface permanent-magnet synchronous motor drives / C. Mademlis, J. Xypteras, N. Margaris // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2000. – Vol. 47. – N 1. – pp. 115.
78. Mi, C. Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors / C. Mi, G. R. Slemon, R. Bonert // IEEE Transactions on industry applications. – 2003. – Vol. 39. – N 3. – pp. 734.
79. Park, J. Analysis and reduction of time harmonic rotor loss in solid-rotor synchronous reluctance drive / J. Park, C. Kalev, H. F. Hofmann // IEEE Transactions on power electronics. – 2008. – Vol. 23. – N 2. – pp. 985.
80. Potgieter, J. J. Calculation methods and effects of end-winding inductance and permanent-magnet end flux on performance prediction of nonoverlap winding permanent-magnet machines / J. J. Potgieter, M. J. Kamper // IEEE Transactions on industry applications. – 2014. – Vol. 50. – N 4. – pp. 2458.
81. Reddy, P. B. Generalized approach of stator shifting in interior permanent-magnet machines equipped with fractional-slot concentrated windings / P. B. Reddy, K. K. Huh, A. M. EL-Refaie // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2014. – Vol. 61. – N 9. – pp. 5035.
82. Roshen, W. A. Fringing field formulas and winding loss due to an air gap / W. A. Roshen // IEEE Transactions on magnetics. – 2007. – Vol. 43. - N 8. – pp. 3387.
83. Roshen, W. Iron loss model for permanent-magnet synchronous motors / W. Roshen // IEEE Transactions on magnetics. – 2007. – Vol. 43. – N 8. – pp. 3428.
84. Wang, J. Fractional-slot permanent magnet brushless machines with low space harmonic contents / J. Wang, V. I. Patel, W. Wang // IEEE Transactions on magnetics. – 2014. – Vol. 50. – N 1. – pp. 209.
85. Zarko, D. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance / D.

Zarko, D. Ban, T. A. Lipo // IEEE Transactions on magnetics. – 2006. – Vol. 42. – N 7. – pp. 1828.

86. Zhu, Z. Q. Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model / Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, A. Pride // IEEE Transactions on magnetics. – 2005. – Vol. 41. – N 11. – pp. 4277.

**Приложение А**  
(справочное)

Результаты определения коэффициентов  $A_k$ ,  $B_k$  и  $C_k$



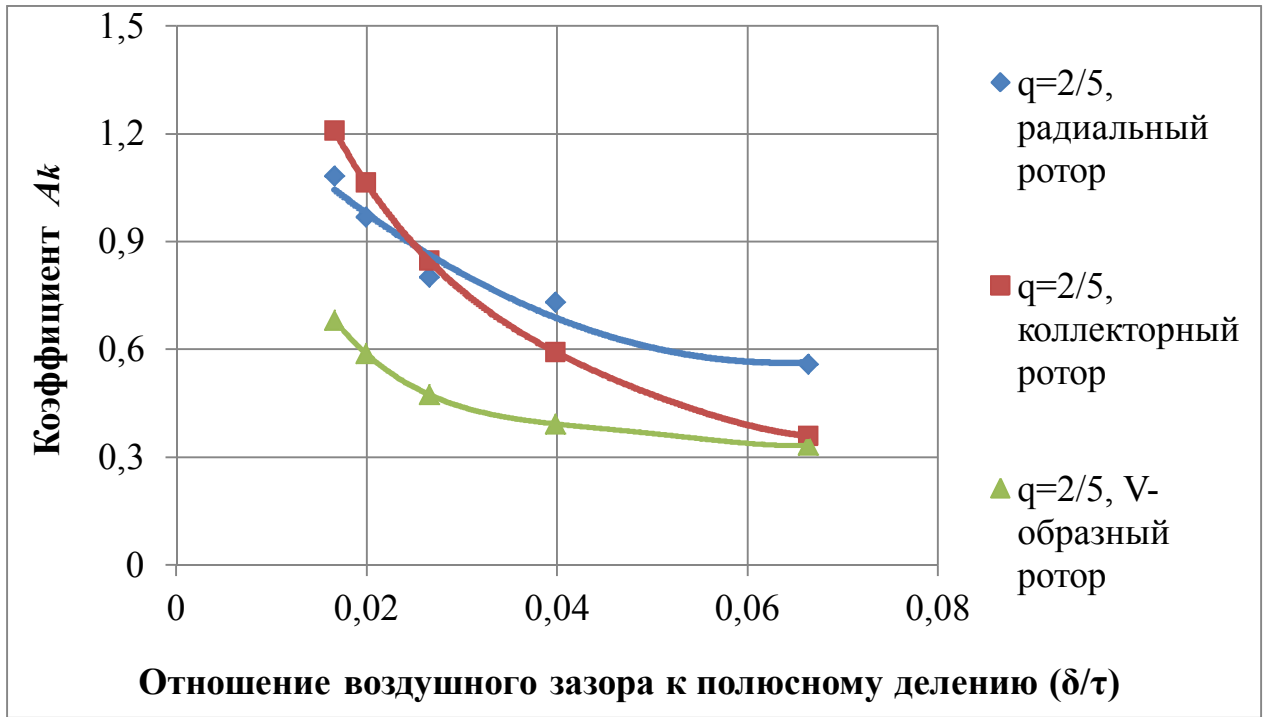


Рисунок А.1 – Зависимость коэффициента  $A_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=2/5$

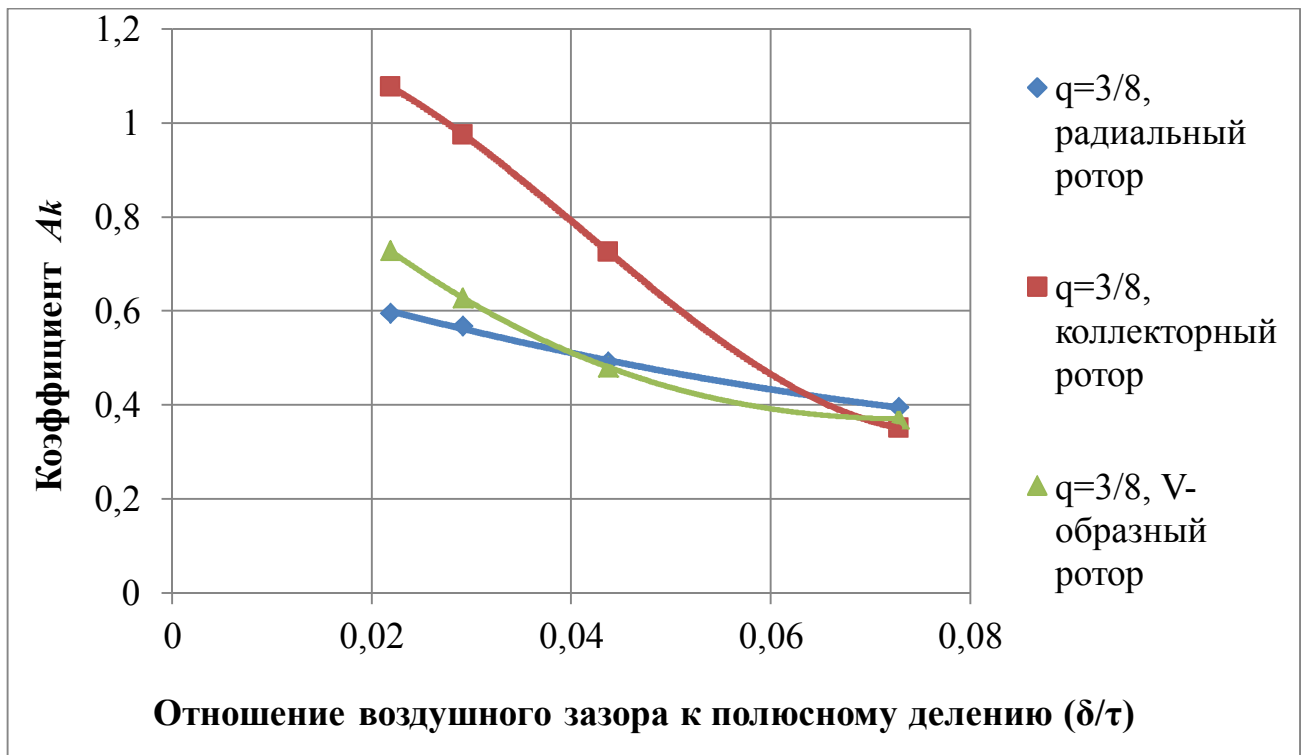


Рисунок А.2 – Зависимость коэффициента  $A_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=3/8$

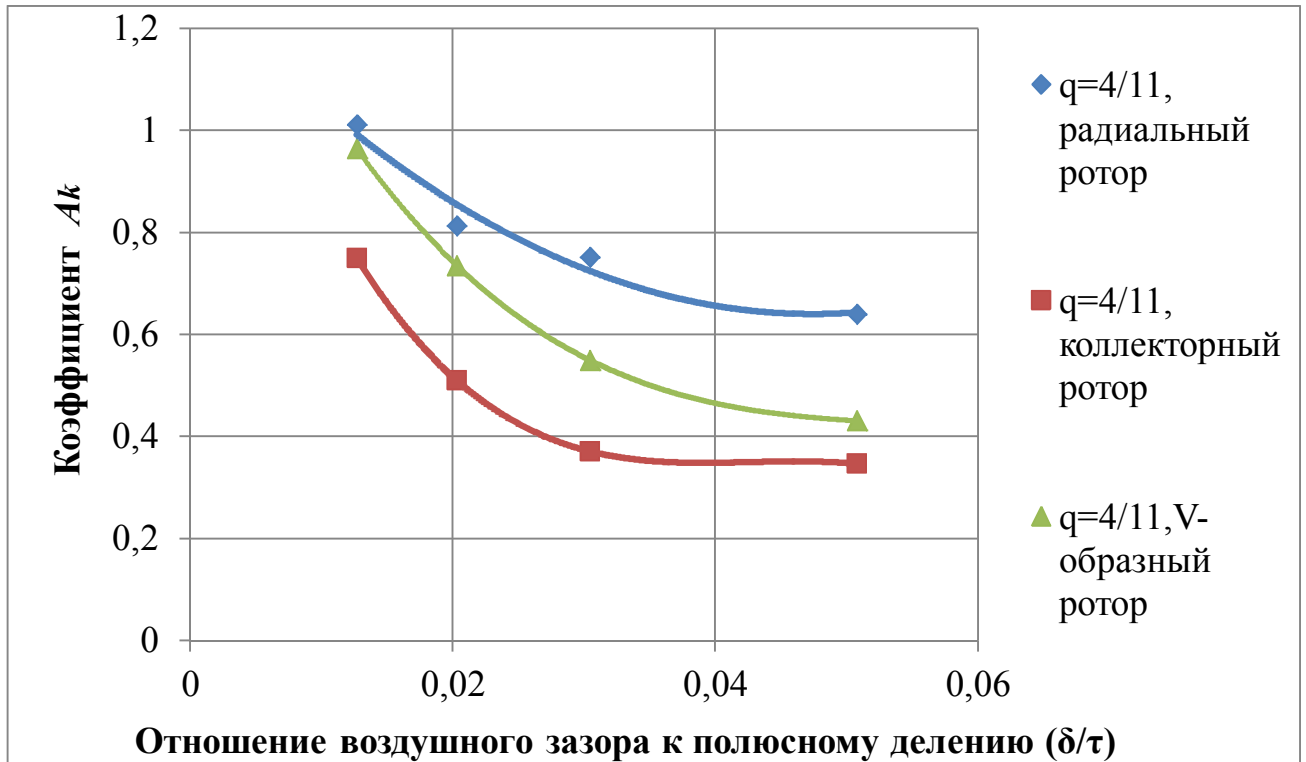


Рисунок А.3 – Зависимость коэффициента  $A_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=4/11$

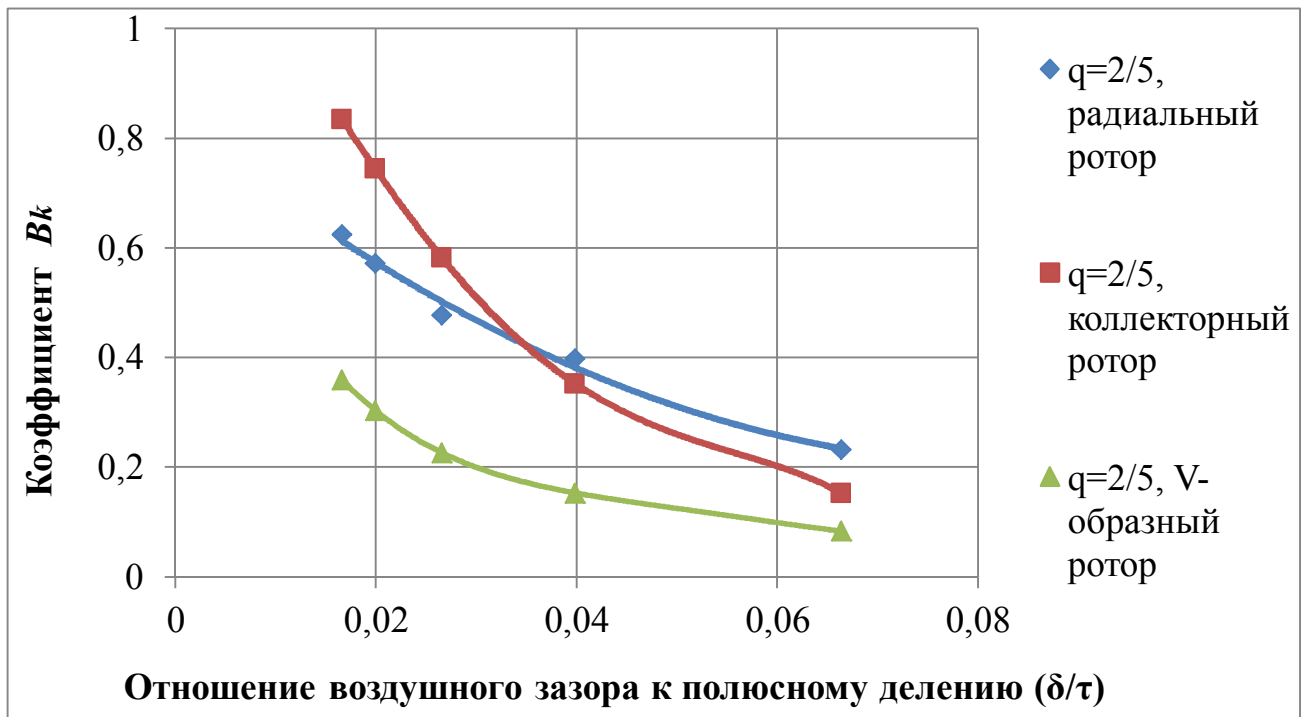


Рисунок А.4 – Зависимость коэффициента  $B_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=2/5$

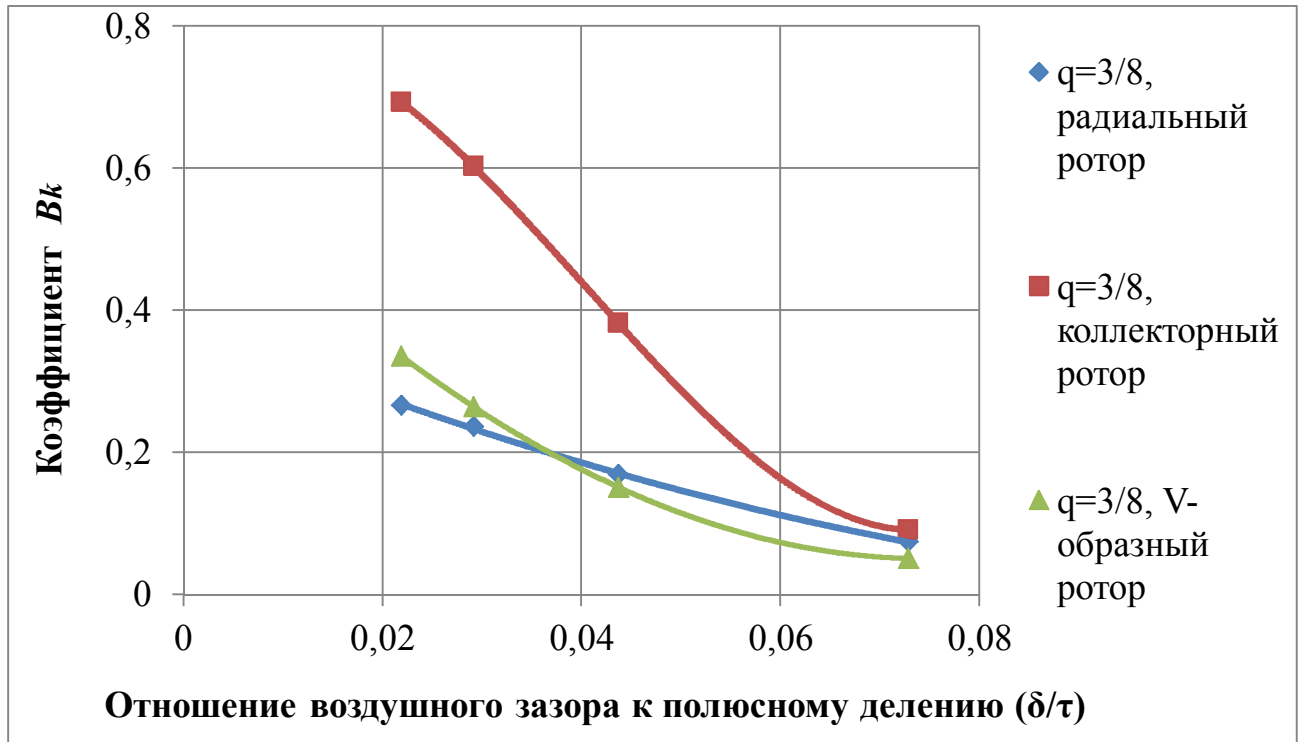


Рисунок А.5 – Зависимость коэффициента  $B_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=3/8$

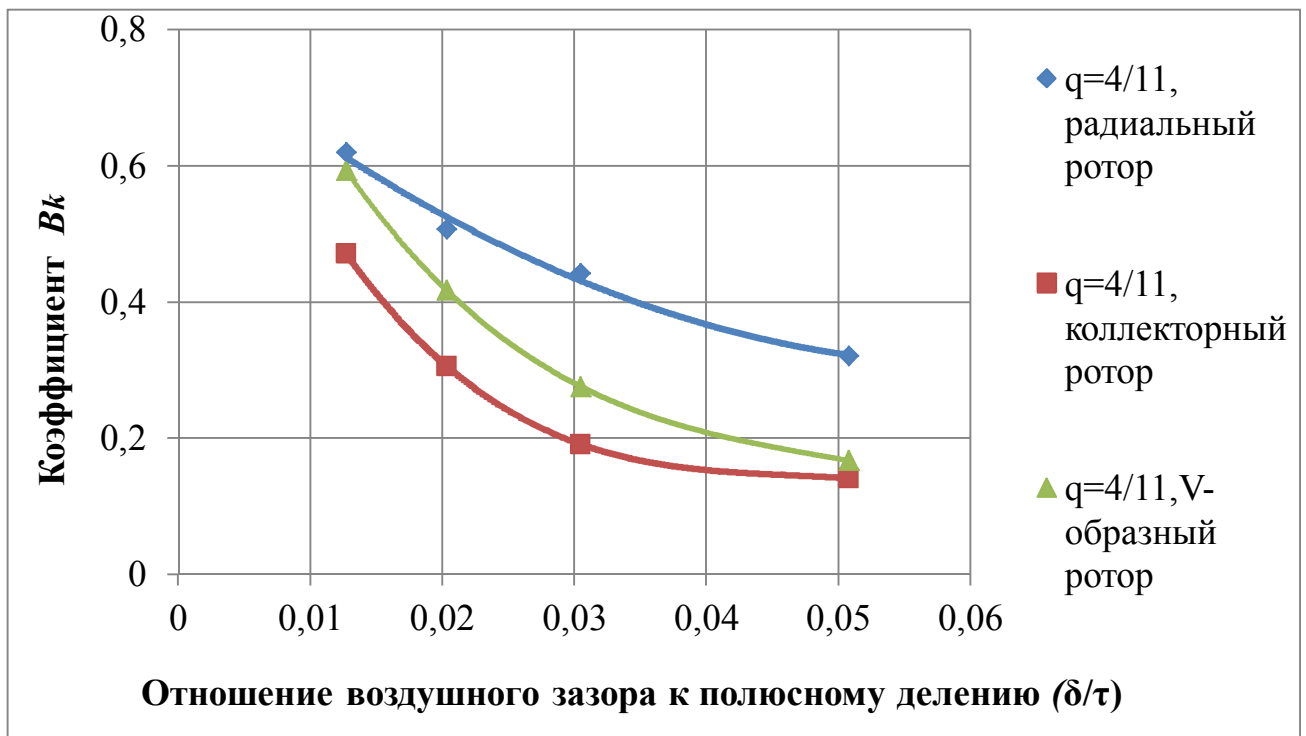


Рисунок А.6 – Зависимость коэффициента  $B_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=4/11$

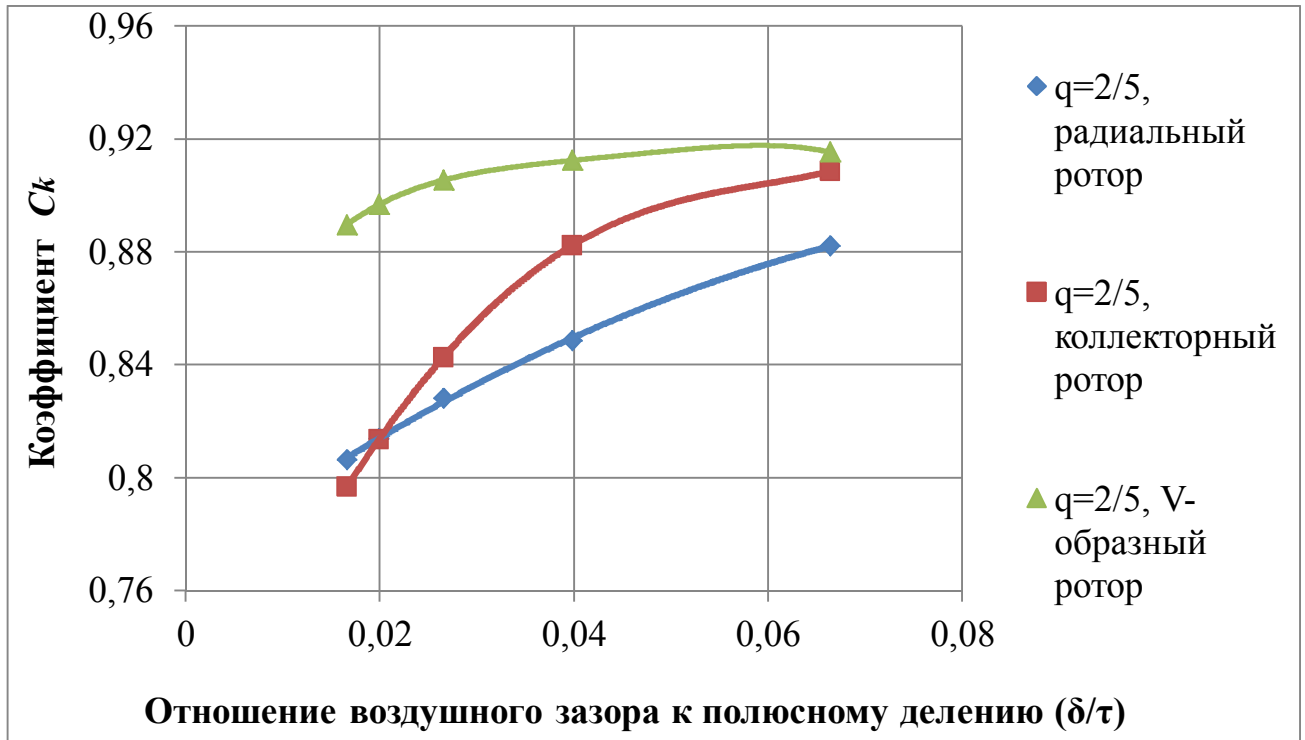


Рисунок А.7 – Зависимость коэффициента  $C_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=2/5$

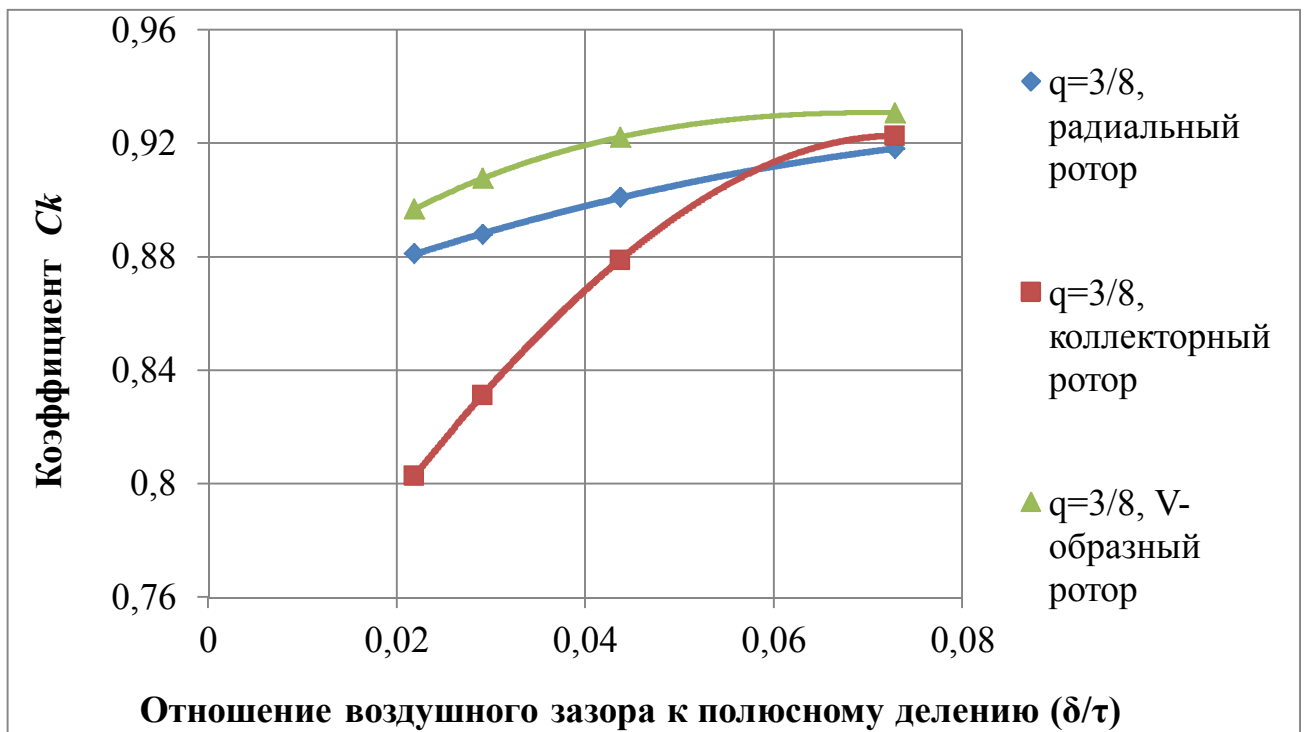


Рисунок А.8 – Зависимость коэффициента  $C_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=3/8$

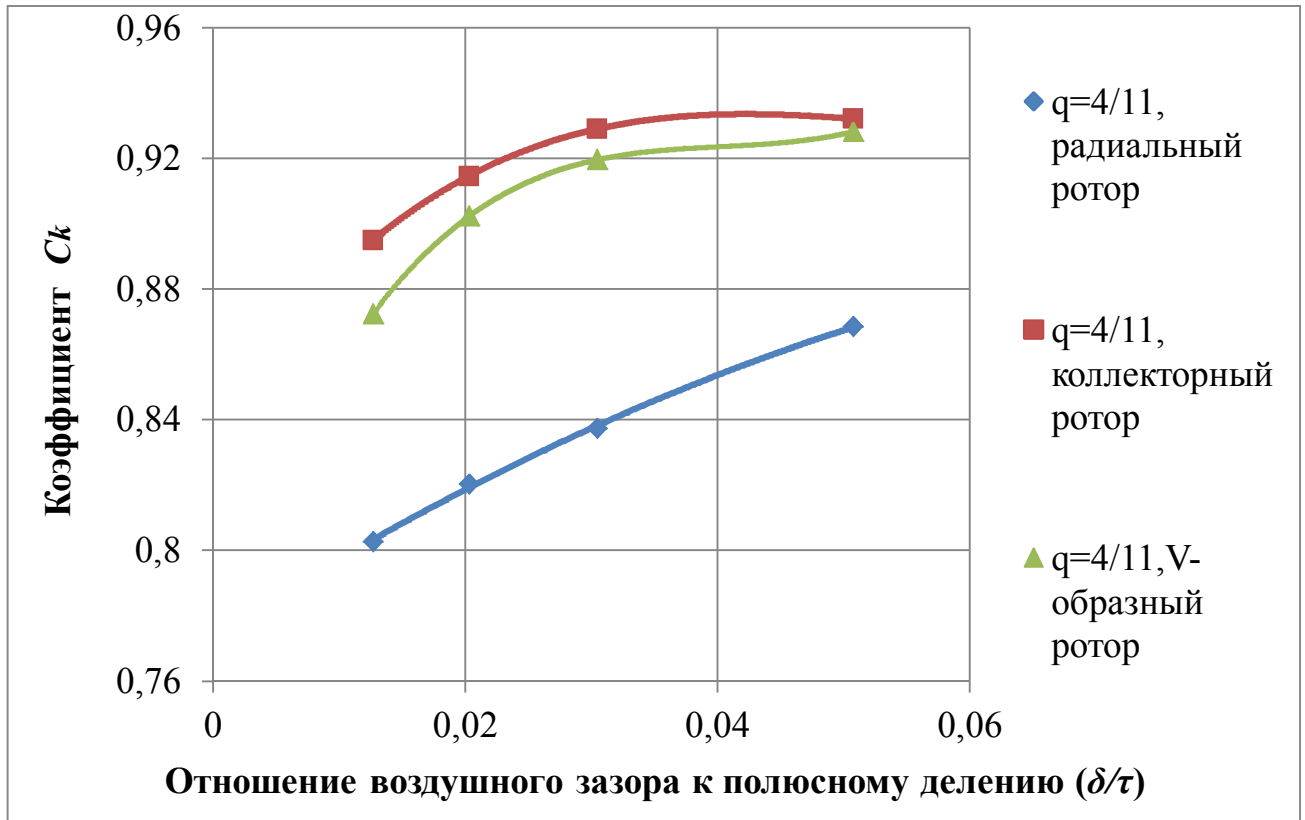


Рисунок А.9 – Зависимость коэффициента  $C_k$  от отношения величины воздушного зазора к полюсному делению для обмотки с числом пазов на полюс и фазу  $q=4/11$

**Приложение Б**  
(справочное)

Результаты определения обмоточного коэффициента

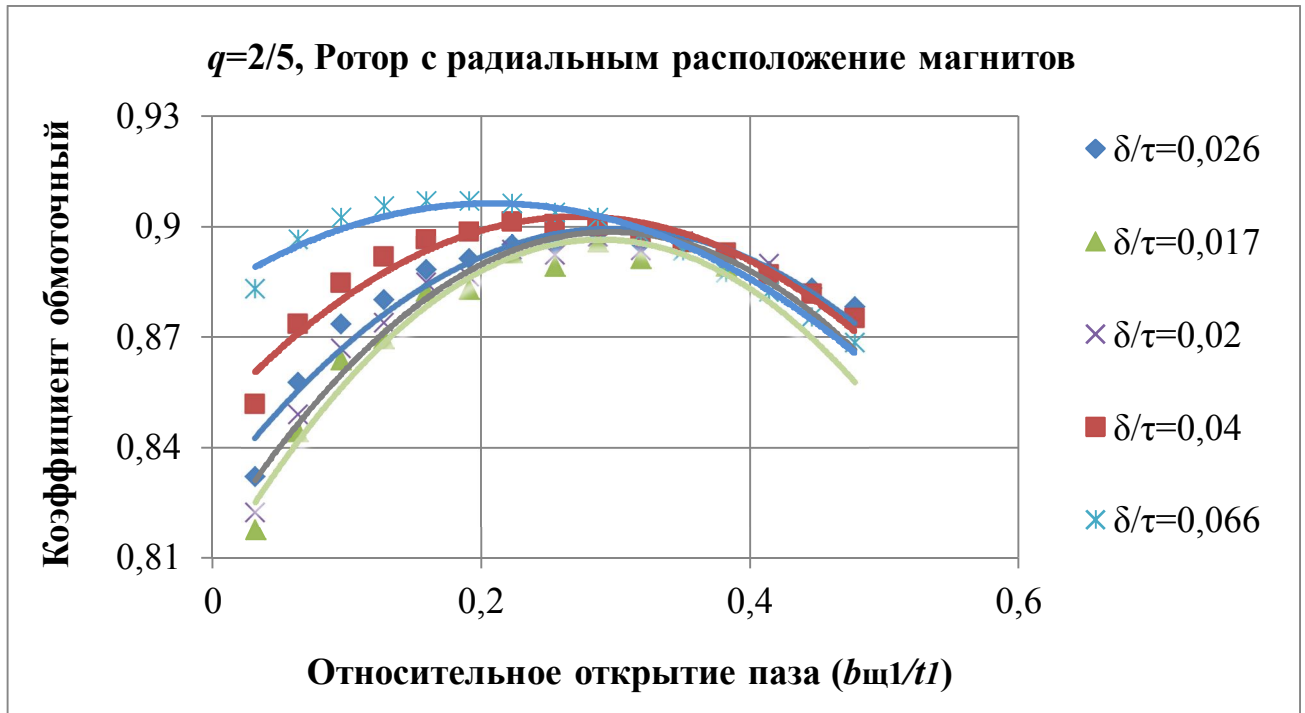


Рисунок Б.1 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=2/5$  и ротора с радиальным расположением магнитов

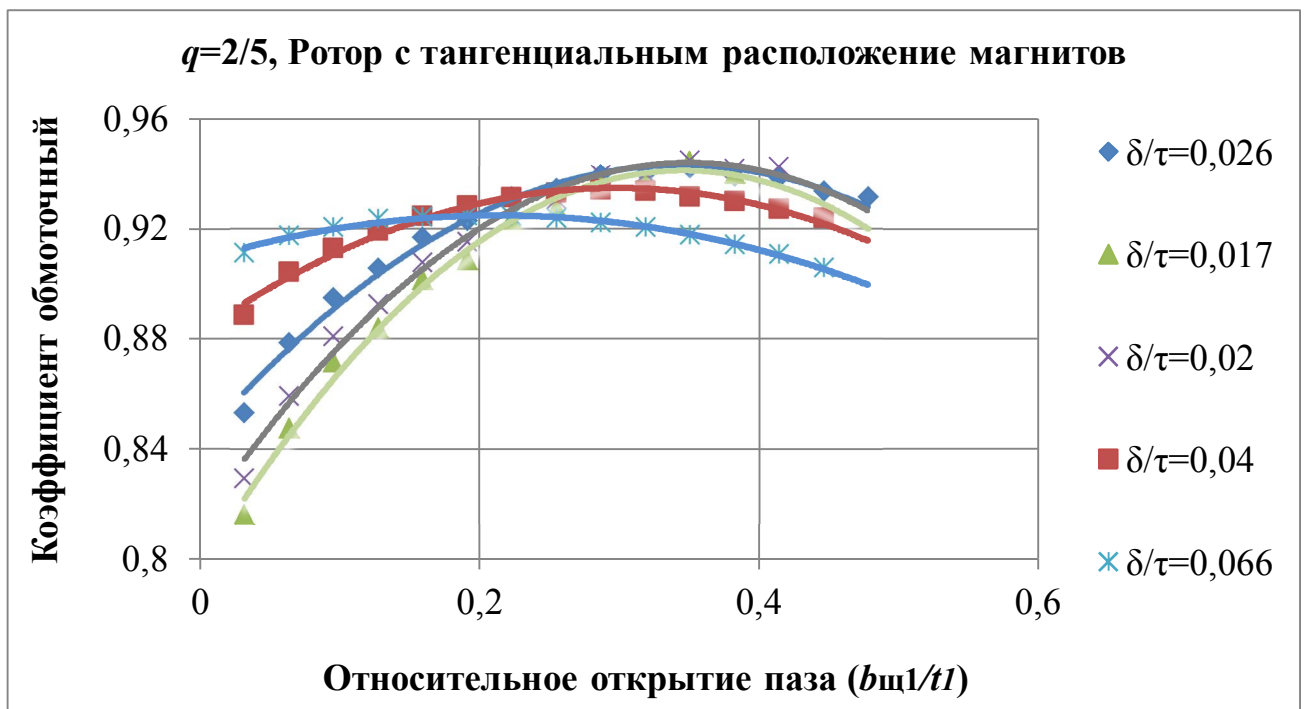


Рисунок Б.2 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=2/5$  и ротора с тангенциальным расположением магнитов

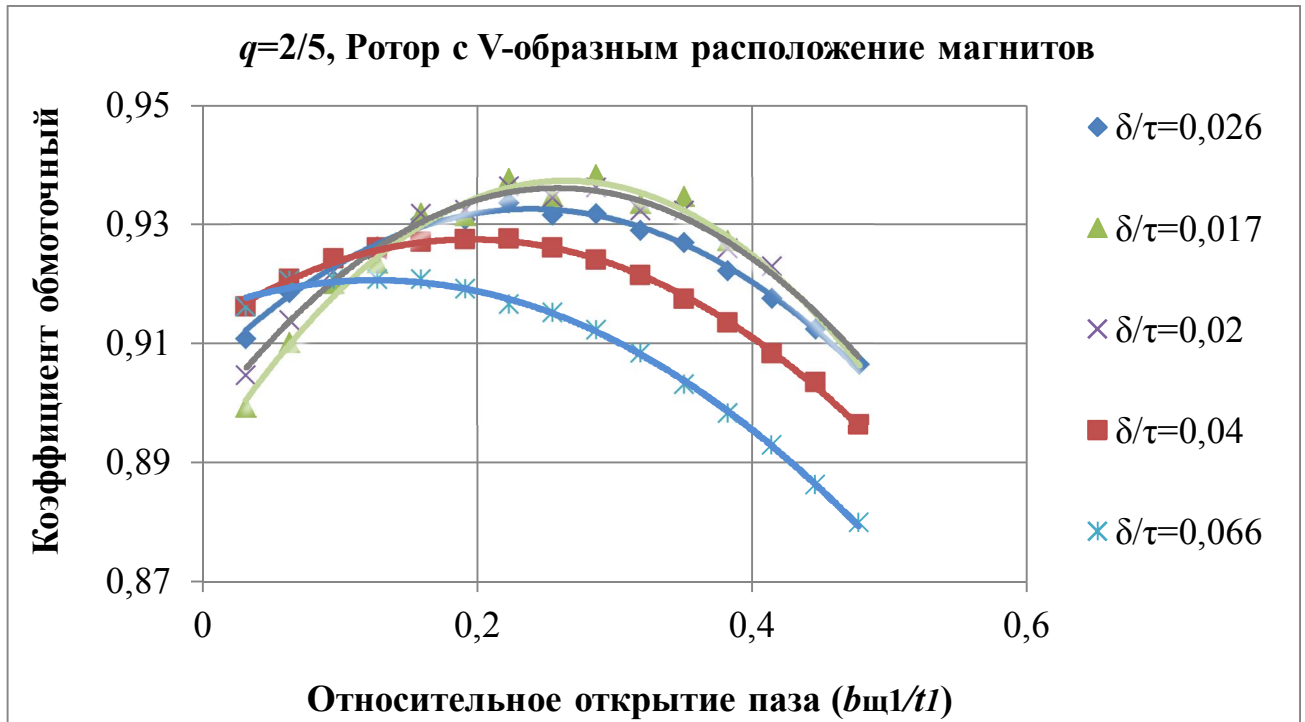


Рисунок Б.3 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=2/5$  и ротора с V-образным расположением магнитов

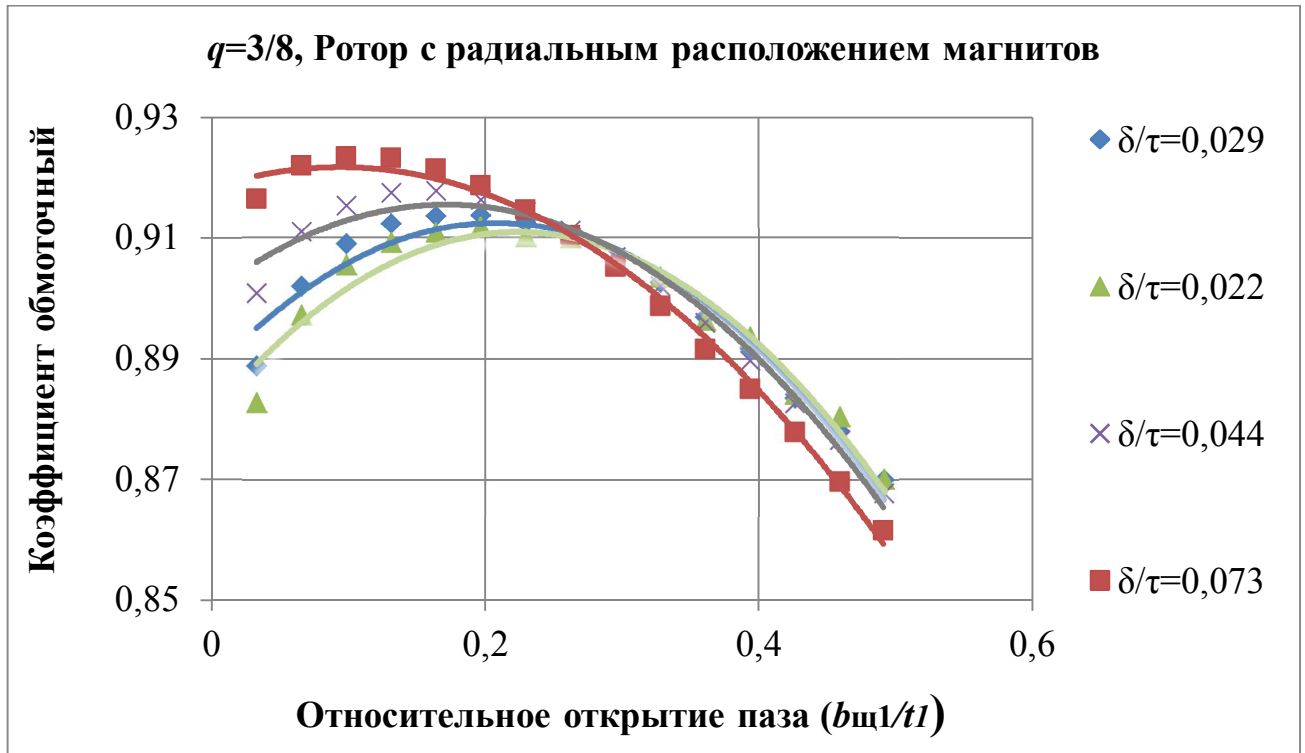


Рисунок Б.4 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=3/8$  и ротора с радиальным расположением магнитов



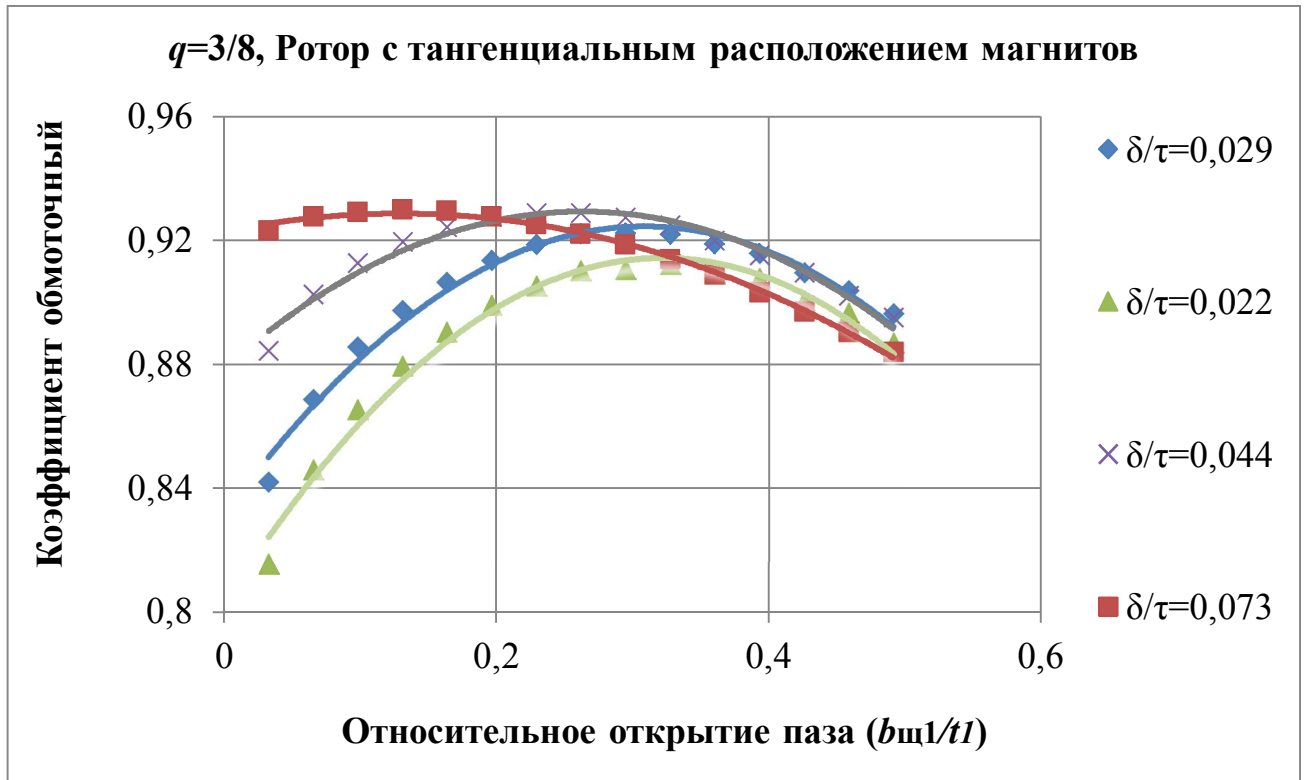


Рисунок Б.5 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=3/8$  и ротора с тангенциальным расположением магнитов

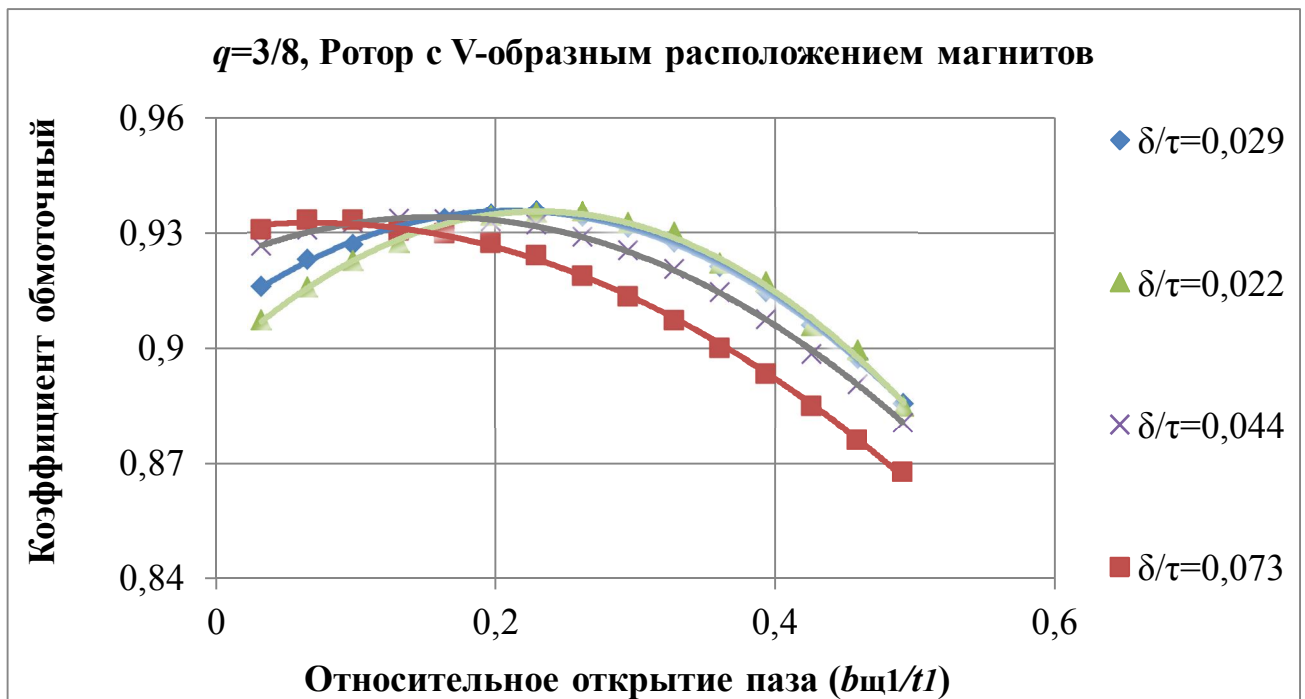


Рисунок Б.6 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=3/8$  и ротора с V-образным расположением магнитов

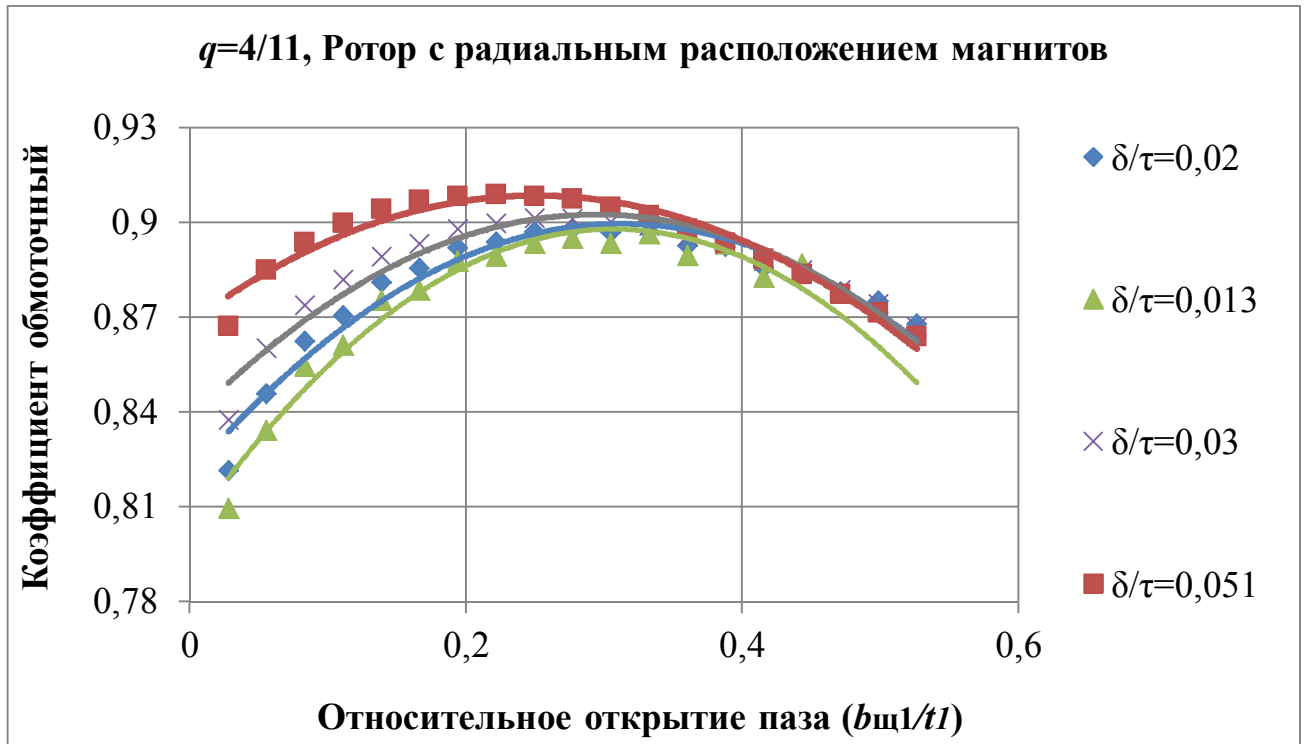


Рисунок Б.7 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=4/11$  и ротора с радиальным расположением магнитов

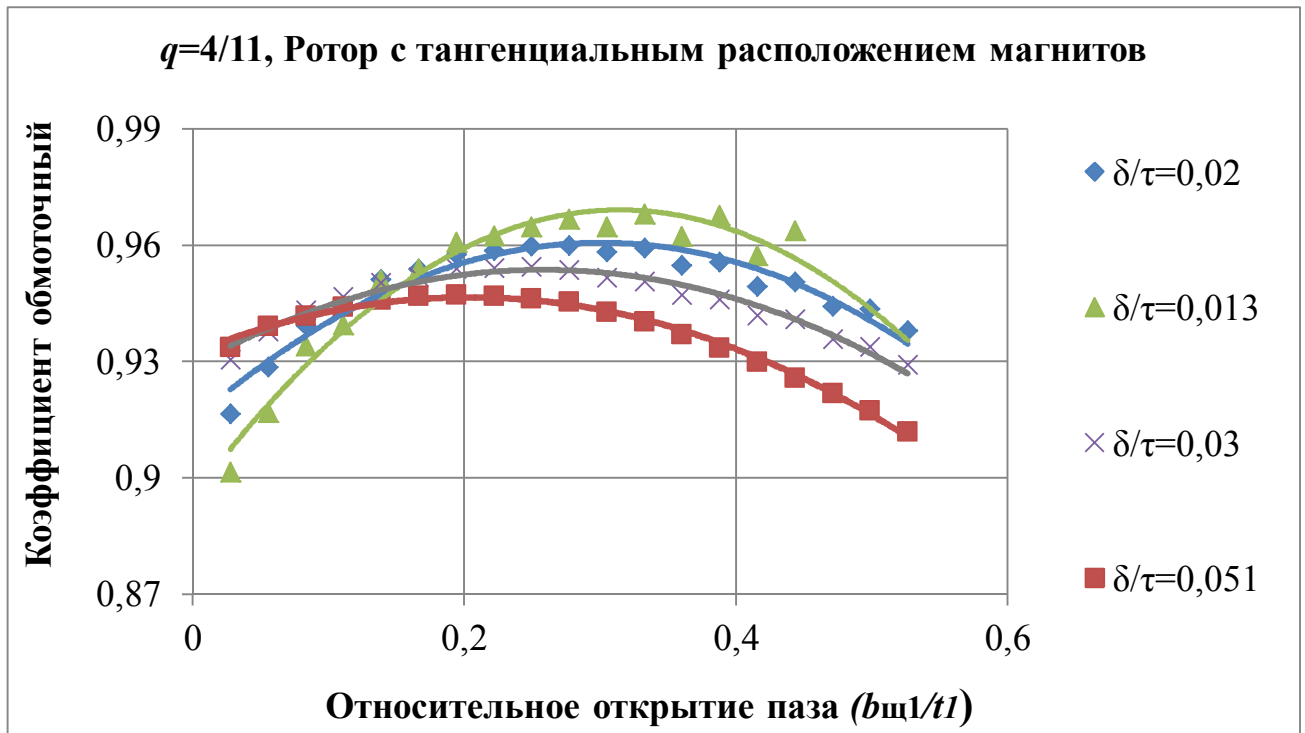


Рисунок Б.8 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=4/11$  и ротора с тангенциальным расположением магнитов

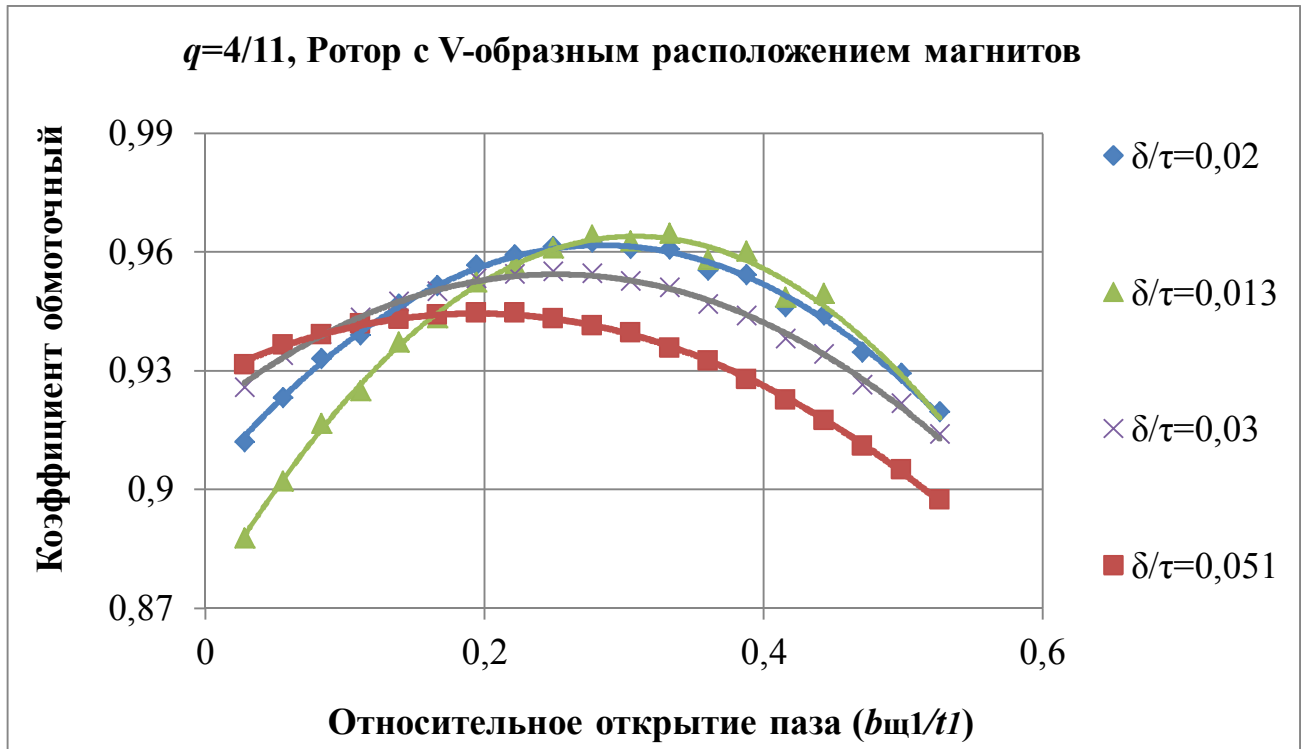


Рисунок Б.9 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=4/11$  и ротора с V-образным расположением магнитов

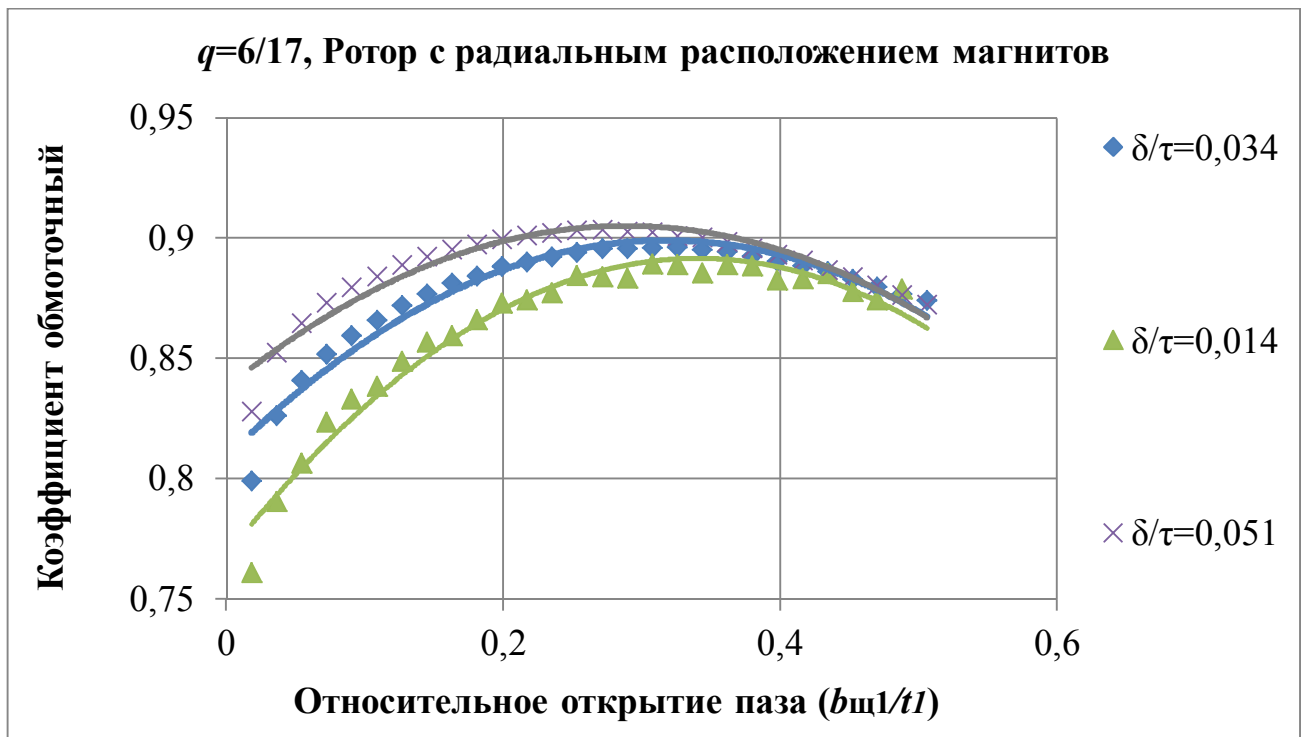


Рисунок Б.10– Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=6/17$  и ротора с радиальным расположением магнитов

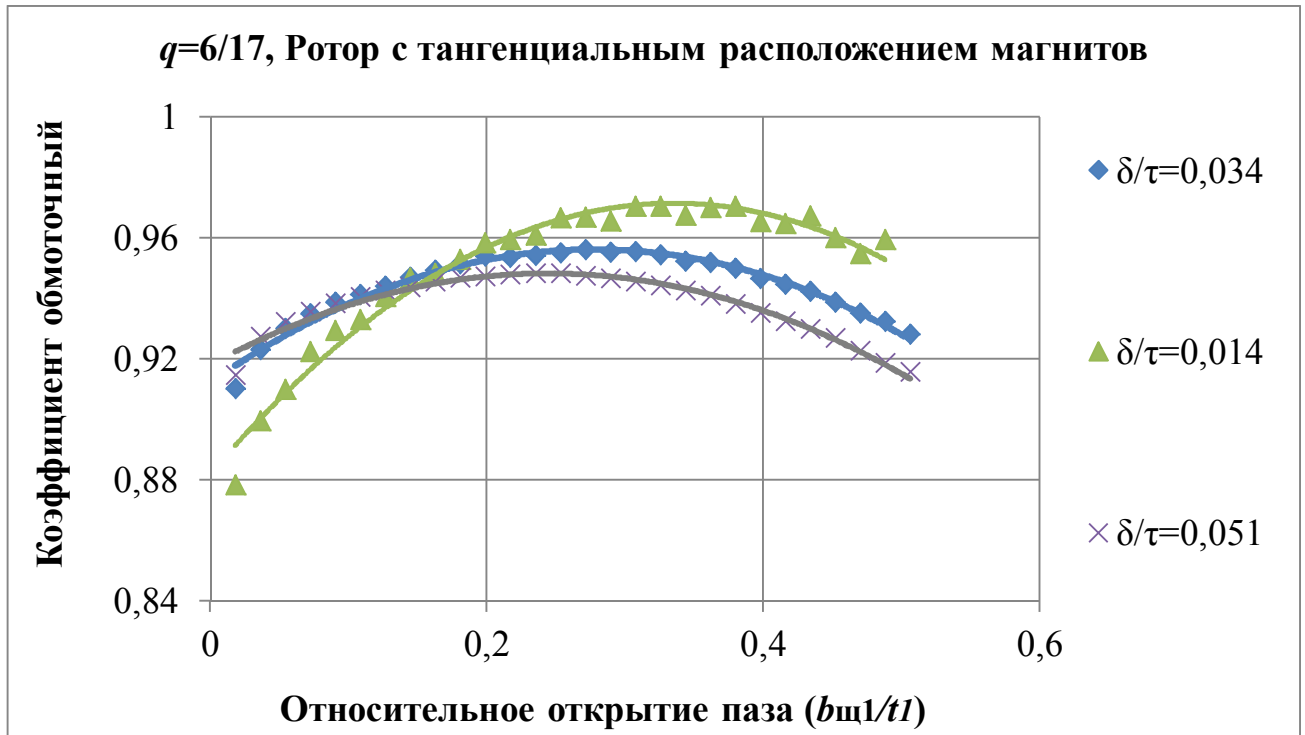


Рисунок Б.11 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=6/17$  и ротора с тангенциальным расположением магнитов

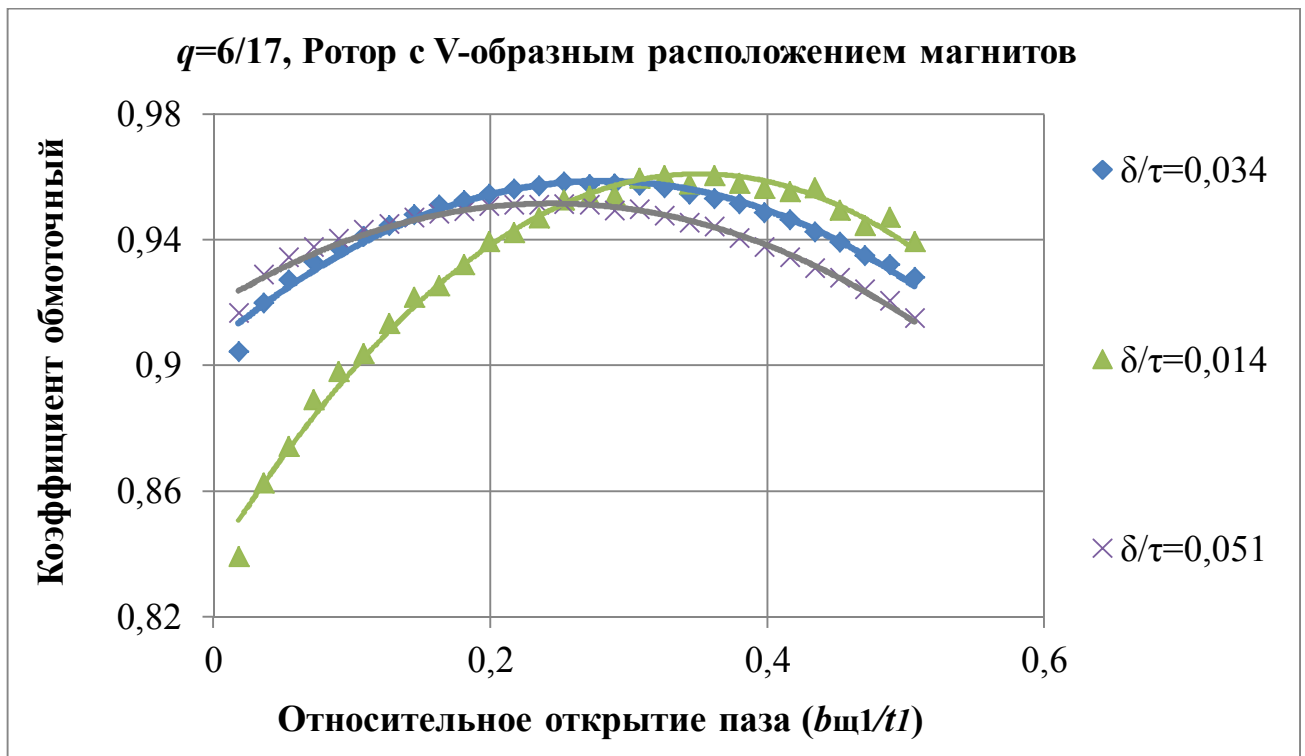


Рисунок Б.12 – Зависимость обмоточного коэффициента от относительного открытия паза статора для обмотки с  $q=6/17$  и ротора с V-образным расположением магнитов