

Министерство образования и науки РФ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего  
профессионального образования «Московский авиационный институт  
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи

Иванов Николай Сергеевич

**МНОГОПОЛЮСНЫЕ СИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ  
ОБРАЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ**

Специальность 05.09.01  
«Электромеханика и электрические аппараты»

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
Проф., д.т.н. Ковалев Константин Львович

Соискатель

Москва – 2014

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
ГЛАВА 1. Состояние разработок в области многополюсных электрических машин обращенной конструкции.....	12
1.1. Области применения многополюсных синхронных машин обращенной конструкции.....	14
1.2. Классификация синхронных электрических машин обращенной конструкции.....	32
1.3. Сравнительный анализ электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов и с электромагнитным возбуждением.....	38
Выводы.....	41
ГЛАВА 2. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА МНОГОПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ОБРАЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ .....	42
2.1. Постановка двухмерных задач о распределении магнитных полей.....	42
2.2. Аналитические решения задачи расчета двухмерных магнитных полей в активной зоне неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами .....	50
2.2.1 Структура решения в воздушном зазоре.....	50
2.2.2. Структура решения в области постоянных магнитов.....	51
2.3. Основные параметры неявнополюсной синхронной электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами.....	56
2.4. Результаты расчета параметров синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами .....	59
2.5. Методика расчета синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами .....	64
Выводы.....	73
ГЛАВА 3. Аналитическая методика расчета многополюсных синхронных электрических машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением .....	74
3.1. Постановка задачи расчета двухмерных магнитных полей в синхронной машине обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением.....	76

3.2	Аналитическое решение задачи расчета двумерных магнитных полей в активной зоне неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением.....	79
3.2.1	Решение о распределении магнитных полей от токов индуктора .....	79
3.2.2	Решения о распределении магнитных полей от токов якоря .....	83
3.2.3	Суперпозиция двумерных магнитных полей в активной зоне синхронной машины от токов обмотки возбуждения и обмотки якоря .....	84
3.3	Основные параметры неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением.....	89
3.4	Результаты расчета параметров синхронной машины с электромагнитным возбуждением .....	95
3.5	Сравнительный анализ синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами и электромагнитным возбуждением на основе высокотемпературных сверхпроводящих проводов .....	98
3.5.1	Машина №1 .....	100
3.5.2	Машина №2.....	103
3.5.3	Машина №3 .....	106
	Выводы .....	109
<b>ГЛАВА 4. ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ И ПАРАМЕТРОВ МНОГОПОЛЮСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С Постоянными магнитами И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ .....</b>		
4.1.	Поверочный расчет и сравнение с существующими машинами.....	113
4.1.1.	Методика расчета синхронного генератора с постоянными магнитами обращенной конструкции .....	114
4.1.2.	Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный двигатель с постоянными магнитами мощностью 4 кВт. ....	118
4.1.3.	Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный двигатель мощностью 200 кВт для электротранспорта.....	126
4.1.4.	Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный генератор для ветроэнергетической установки мощностью 1 МВт.....	130
4.1.5.	Синхронный генератор «ВИНДЭК» 1 кВт.....	134
4.1.6.	Синхронный гиомотор «ГМС-200».....	138
	Выводы.....	143

Заключение .....	144
Список литературы .....	147



## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** Современный уровень потребления электроэнергии определяет повышенные требования к электромеханическим преобразователям. Появление новых материалов, таких как сверхпроводники, позволяет увеличить удельную мощность до 2-3 кВт/кг для традиционных электрических машин и до 4-6 кВт/кг для специальных электрических машин аэро-космической техники [47, 56, 62]. Темпы роста потребления электроэнергии определяют увеличение генерирующих мощностей. Развитие перспективных устройств, таких как более электрифицированный самолет (БЭС) и полностью электрифицированный самолет (ПЭС), так же увеличивает требования к удельной мощности современных электромеханических преобразователей. Однако, дальнейшее увеличение мощности единичной электрогенерирующей установки зачастую невозможно лишь за счет увеличения массы и габаритов электрического генератора.

Кроме того, в последние годы большое внимание уделяется вопросам защиты окружающей среды и одновременному повышению энергоэффективности. Возобновляемые и альтернативные источники энергии (ВИЭ) могут быть перспективной заменой традиционным углеводородным топливам. Ветроэнергетика является одним из наиболее важных ВИЭ. В настоящее время стоимость выработки 1 кВт электроэнергии ветроэнергетическими установками (ВЭУ) постоянно снижается. [55] Вместе с тем АИЭ по сравнению с традиционными, имеют более слабую технологическую базу, их использование требует освоения новых типов электромеханических преобразователей.

Разработка новых типов электромеханических преобразователей (ЭМП), особенно на основе современных высокотемпературных сверхпроводящих материалов, требует, в первую очередь, разработки соответствующих методик расчета и проектирования таких ЭМП.

В настоящее время большая часть генераторов, используемых в преобразовании механической энергии в электрическую, представляют собой синхронные генераторы различного исполнения.

Большое распространение получили синхронные генераторы с постоянными магнитами, благодаря высокому КПД, надежности и простоте конструкции. На основе генераторов с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ) сегодня начинают производиться безмультипликаторные ветроэнергетические установки большой мощности [82, 76]. Простота и надежность генераторов с возбуждением от ПМ делает их особенно предпочтительными для использования в системах автономного электроснабжения.

В то же время генераторы, включенные непосредственно в сеть, требуют регулирования. Для обеспечения регулирования применяют синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением. Вместе с тем, генераторы с возбуждением от ПМ имеют ограничение по максимальной мощности, которое определяется характеристиками применяемых магнитных материалов.

Синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением обладают рядом преимуществ по сравнению с генераторами с возбуждением от постоянных магнитов, главным из которых является возможность глубокого регулирования потока возбуждения.

В литературе широко рассмотрены вопросы расчета и проектирования синхронных машин, как с электромагнитным возбуждением, так и с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ) [24, 11, 21]. Однако, вопросы аналитических методик, позволяющих проводить оценку рационального использования в качестве источника магнитодвижущей силы (МДС) ПМ или обмоток возбуждения, выполненных из меди, или из сверхпроводящих проводов, освещен недостаточно полно. В частности, в литературе отсутствуют данные о сопоставительном анализе машин обращенной конструкции с возбуждением от

ПМ и от обмоток возбуждения, не приведены оценки эффективности использования тех или иных типов машин (с ПМ или с электромагнитным возбуждением) обращенной конструкции, отсутствуют методики оценки эффективности использования того или иного типа машин с точки зрения мощности единичного агрегата.

Современный уровень развития сверхпроводниковых технологий [Лаверик] делает возможным разработку генераторов обращенной конструкции с улучшенными массогабаритными показателями. Основные преимущества синхронной машины обращенной конструкции:

1. Возможность выполнения конструкций, которые не могут быть реализованы при использовании ЭМП традиционной конструкции;
2. Увеличенный кинетический момент ротора;

В этой связи тема диссертационной работы является актуальной.

**Цель и задачи работы.** Целью диссертационной работы является разработка аналитических методик расчета многополюсных синхронных электрических машин обращенной конструкции с постоянными магнитами и электромагнитным возбуждением.

Для достижения этой цели были поставлены и решены следующие задачи:

- разработать аналитическую методику расчета синхронных электрических машин обращенной конструкции с возбуждением от постоянных магнитов;
- разработать аналитическую методику расчета синхронных электрических машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением, в том числе на основе сверхпроводников;
- провести сопоставительный анализ машин обращенной конструкции с возбуждением от ПМ и обмотки возбуждения;

**Предметом исследования** являются синхронные машины обращенной конструкции с возбуждением от постоянных магнитов и обмоток возбуждения, сравнительный анализ их параметров, вывод критерия для оценки целесообразности применения ВТСП проводов при проектировании ЭМП обращенной конструкции;

**Методы исследований.** При решении задач диссертации использовались методы математической физики, теории поля, электромеханики и прикладной сверхпроводимости; численные методы решения уравнений в частных производных (метод конечных элементов). Для решения уравнений и построения диаграмм использовался пакет математического моделирования MathCAD 11; для решения задач методом конечных элементов использовался пакет прикладных программ Elcut Professional 5.4; «твердотельное» моделирование было осуществлено на базе пакета Solidworks 2011; эскизное проектирование было осуществлено на базе пакета Компас-3D V12; для построения графиков использовалась программа Grapher 7.0.

### **Научная новизна.**

Разработана новая методика электромагнитного расчета синхронных машин обращенной конструкции с возбуждением от постоянных магнитов, основанная на аналитическом расчете двухмерных распределений магнитных полей в активной зоне синхронной машины.

Разработана новая методика расчета синхронных машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением, включая возбуждение на основе высокотемпературных сверхпроводящих (ВТСП) проводов. Методика построена на базе аналитического расчета распределения магнитных полей в активной зоне машины.

Данные методики учитывают свойства материалов, структуру и геометрию активной зоны.

На основе полученных аналитических решений проведен сравнительный анализ синхронных машин обращенной конструкции с возбуждением от ПМ и электромагнитным возбуждением.

Сформулирован критерий, по которому можно проводить оценку целесообразности применения ВТСП проводов при проектировании ЭМП обращенной конструкции.

### **Практическая ценность работы.**

– Разработаны методики расчета двумерных магнитных полей и параметров синхронных машин обращенной конструкции с ПМ и с электромагнитным возбуждением;

– Разработана методика численного расчета синхронной машины обращенной конструкции с ПМ;

– Получено значение МДС обмотки возбуждения (ОВ), эквивалентное значению МДС ПМ, которое может быть использовано при оценке целесообразности применения ОВ или ПМ в индукторе машины.

Перечисленные результаты получены лично автором или при его непосредственном участии.

**Реализация результатов.** Материалы диссертации используются в курсах лекций по дисциплинам «Электромеханика», «Криогенные и сверхпроводниковые электроэнергетические установки», «Основы научных исследований», а также вошли в методические пособия по курсовому и дипломному проектированию, предназначенные для студентов электромеханических и энергетических специальностей. Также результаты работы использованы в ряде НИОКР.

**Апробация работы.** Основные результаты обсуждались и докладывались на:

1. Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2012». 17-20 апреля 2012 г., МАИ, г. Москва;

2. Международном межотраслевом молодежном научно-техническом форуме «Молодежь и будущее авиации и космонавтики-2012» (результаты отмечены дипломом третьей степени), г. Москва;

3. Двадцатой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», 27-28 февраля 2014 г., МЭИ, г. Москва;

4. Девятой Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Энергия -2014», 16-17 апреля 2014 г., ИГЭУ, г. Иваново;

5. Конкурсе докладов по тематике РНК СИГРЭ, 17 апреля 2014 г., ИГЭУ, г. Иваново.

6. Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2014», 22-24 апреля 2014 г., МАИ, г. Москва

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 3 работы в журналах, входящих в перечень ВАК.

1. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Тулинова Е.Е., Иванов Н.С. Многополюсные синхронные генераторы с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок. Электричество, 2013, №8, стр. 2-8;

2. Иванов Н. С., Тулинова Е. Е. Синхронные генераторы обращенной конструкции с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок и малой гидроэнергетики, Труды МАИ, 2013, №68;

3. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Тулинова Е.Е., Иванов Н.С. Методика расчета распределения магнитного поля в активной зоне синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением в автономных электроэнергетических установках, Электричество, 2014, №5, стр. 12-17.

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложения. Объем основного текста диссертации – 154 страницы, включающих 60 рисунков, 14 таблиц. Список литературы состоит из 87 наименований.

**На защиту выносятся.**

1. Аналитическая методика расчета основных параметров синхронной машины обращенной конструкции с возбуждением от ПМ, учитывающая полюсность машины, размеры активной зоны, объем ПМ.
2. Аналитическая методика расчета синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением, включая возбуждение на основе современных ВТСП проводов; учитывающая геометрию активной зоны, число пар полюсов и размеры ОВ.
3. Получено значение МДС обмотки возбуждения, эквивалентное значению МДС ПМ, которое может быть использовано при оценке целесообразности применения ОВ или ПМ в индукторе синхронной машины обращенной конструкции.
4. Сформулирован критерий, по которому можно проводить оценку целесообразности применения ВТСП проводов при проектировании ЭМП обращенной конструкции.

## **ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ МНОГОПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ОБРАЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ**

Настоящее время остро обозначило перед человечеством проблему энергетического обеспечения среды обитания. Влияние современных технологий на мировой климат, проблемы энергетических ресурсов, нарастающее загрязнение окружающей среды промышленными отходами и многие другие аспекты глобализации требуют от мирового сообщества системного подхода к решению вопросов крупного масштаба и в первую очередь улучшения энергетической эффективности и качества технологических процессов. [47]. Появление новых материалов, таких как сверхпроводники, позволяет увеличить удельную мощность до 4-6 кВт/кг для специальных электрических машин аэро-космической техники и открывает новые пути реализации таких перспективных разработок как полностью электрифицированного самолета. Темпы роста потребления электроэнергии определяют увеличение генерирующих мощностей. Однако, дальнейшее увеличение удельной мощности единичной электрогенерирующей установки зачастую невозможно с применением традиционных материалов и подходов к проектированию ЭМП. В таблице 1.1 приведены данные по суммарной выработке электроэнергии в России в период с 2000 по 2008 год [50]. Видно, что производство электроэнергии в 2008 году на 18% выше аналогичного показателя в 2000 году. Также видно, что основным источником наряду с атомными и теплоэлектростанциями являются гидроэлектростанции, часть из которых относится к малым гидроэлектростанциям. Таким образом, данная таблица свидетельствует о необходимости применения генерирующих установок различной мощности.



Таблица 1.1. Производство электроэнергии электростанциями в 2000-2008 гг.

		Единицы измерения	2000	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008
<b>ВЫРАБОТКА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ</b>										
ГЭС	млрд. кВт·ч	164,6	164,2	157,7	177,9	174,5	175,2	179,4	166,8	
АЭС	млрд. кВт·ч	130,8	141,6	150,4	144,7	149,4	156,4	159,9	163	
ГЭС+АЭС	млрд. кВт·ч	295,4	305,8	308,1	322,6	323,9	331,6	339,3	329,8	
ТЭС	млрд. кВт·ч	580,6	585,5	608,2	609,3	629,2	664,2	676,0	707,4	
вся электроэнергия	млрд. кВт·ч	<b>876,0</b>	<b>891,3</b>	<b>916,3</b>	<b>931,9</b>	<b>953,1</b>	<b>995,8</b>	<b>1015,3</b>	<b>1037,2</b>	
к уровню предыдущего года	%	103,6	100,0	102,8	101,7	102,3	104,5	102,0	102,2	
% к 2000 г	%	100,0	101,7	104,6	106,4	108,8	113,7	115,9	118,4	
<b>ИМПОРТ</b>										
Электроэнергия	млрд. кВт·ч	<b>9,1</b>	<b>5,1</b>	<b>8,2</b>	<b>12,2</b>	<b>10,3</b>	<b>5,1</b>	<b>5,7</b>	<b>3,5</b>	
<b>ЭКСПОРТ</b>										
Электроэнергия	млрд. кВт·ч	<b>22,8</b>	<b>18,1</b>	<b>21,6</b>	<b>19,2</b>	<b>22,6</b>	<b>20,9</b>	<b>18,5</b>	<b>20,9</b>	

Синхронные машины широко используются в промышленности. Основная область их применения – преобразование механической энергии в электрическую. Преобладающая часть энергии, используемой в народном хозяйстве и в бытовых целях, производится с помощью синхронных трехфазных турбогенераторов и гидрогенераторов.

В настоящее время существует большое количество типов синхронных электрических машин, отличающихся по конструктивному исполнению, типу возбуждения, применяемым материалам и т.д. (см. рисунок. 1.2). В условиях постоянно увеличивающихся потребностей человечества в электроэнергии на первое место выходят такие параметры электрических машин как удельная мощность единичного агрегата и надежность. В этой связи наибольшее распространение получили бесконтактные синхронные электрические машины как с возбуждением от ПМ, так и с электромагнитным возбуждением. Так же с развитием альтернативных источников энергии (ветроэнергетика, малая гидроэнергетика) возрос интерес к тихоходным многополюсным генераторам.

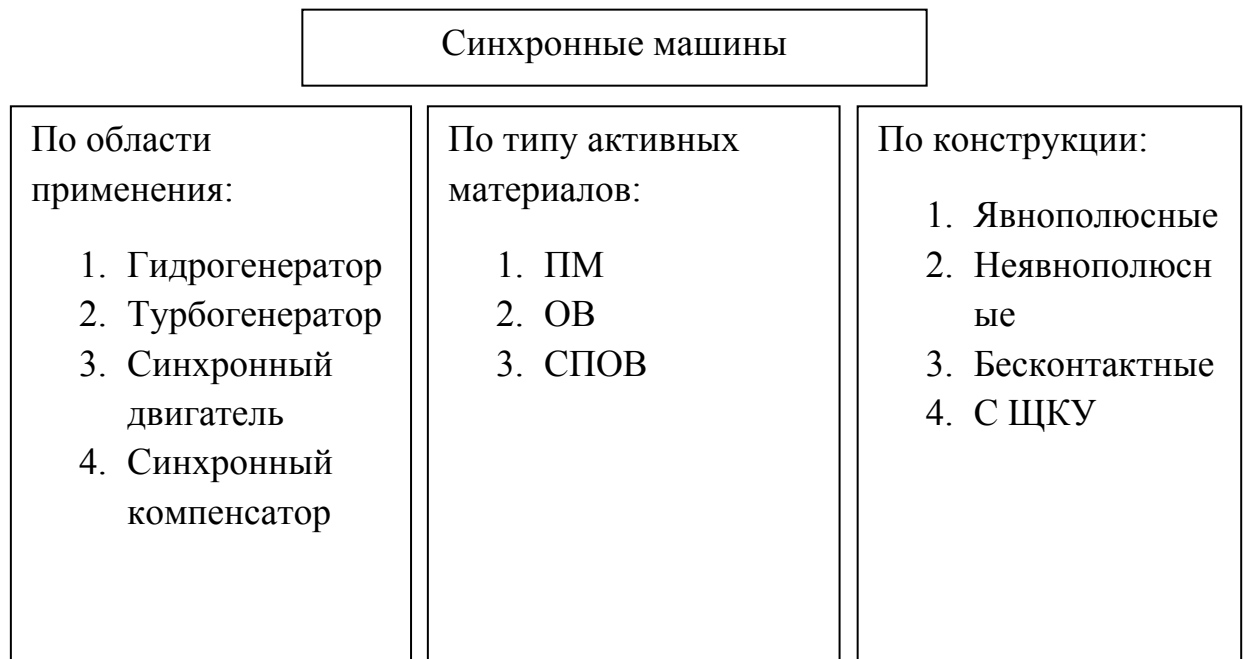


Рисунок 1.2. Классификация синхронных электрических машин

Обращенные конструкции электрических машин в ряде случаев позволяют увеличить момент, развиваемый единичным агрегатом. Так же обращенная конструкция электрической машины является наиболее предпочтительной для некоторых конструкций в силу технологических и конструктивных соображений. В данной главе рассматриваются основные области применения многополюсных синхронных ЭМП обращенной конструкции, а также рассматривается вопрос сравнения преимуществ электрических машин с возбуждением от ПМ и электромагнитным возбуждением.

### 1.1. Области применения многополюсных синхронных машин обращенной конструкции

Одной из областей применения многополюсных генераторов являются гидроэлектростанции (ГЭС). Так, частота вращения гидрогенераторов колеблется в пределах от 50 до 600 мин<sup>-1</sup>. Большие частоты вращения относятся к высоконапорным ГЭС с турбинами небольшой мощности, меньшие частоты – к низконапорным ГЭС с крупными турбинами. Особенности условий работы гидрогенератора накладывают отпечаток на конструкцию этих машин. Так как частота вращения мала, а число полюсов велико, ротор генератора выполняется с большим диаметром и сравнительно малой активной длиной. Обычно ротор имеет

явнополюсное исполнение. Активные части у этой тихоходной машины занимают сравнительно малую долю общего объема (см. рисунок 1.3) [28].

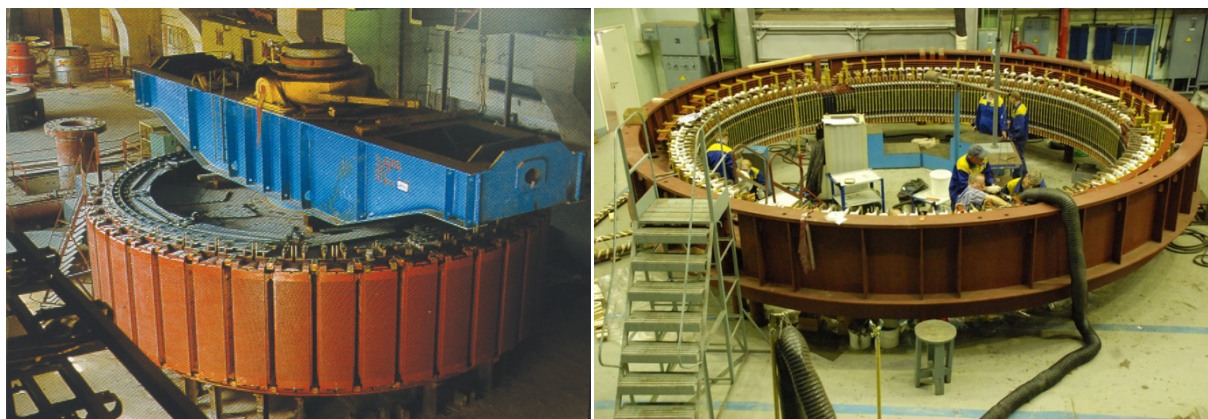


Рисунок 1.3. Ротор и статор гидрогенератора

Помимо уже ставших традиционными ГЭС большой мощности сегодня работают и вводятся в эксплуатацию большое количество ГЭС небольшой мощности. В таблице 1.1 представлены некоторые примеры действующих малых ГЭС.

Таблица 1.2. Действующие малые ГЭС.

Производитель	Страна размещения	Мощность	Год установки
Siemens	Австрия	2*4МВт	2005
	Греция	2*1,35 МВт, 1*1,25 МВт	2007
	Чехия	2*1,4 МВт	2009
ИНСЭТ	Россия	3*35кВт	2003
	Россия	2*315 кВт	2007
	Россия	2*160 кВт	2009
	Белоруссия	2*130кВт	2007
	Армения	2*1700 кВт	2009

Огромное количество энергии можно получить от морских волн. Под поверхностью океанов приливные силы являются практически неиссякаемым источником чистой энергии. По сравнению с ветром плотность энергии воды в 800 раз выше, поэтому генерация выполняется гораздо более эффективно. Кроме того, выход энергии океанской электростанции можно точно прогнозировать, что повышает надежность электроснабжения, поскольку приливные течения возникают под действием притяжения Луны и Солнца. Поэтому океанские электростанции можно устанавливать в любом месте, где приливы и отливы создают достаточно сильные течения [84, 60]

Подобная глобальная доступность данного ресурса приводит к тому, что его потенциал оценивается в 800 ТВт ч в год — этого объема электроэнергии хватит на снабжение чистой энергией 250 миллионов домохозяйств [84, 60].

В 2008 году начала работу первая в мире коммерческая приливная электростанция SeaGen (см. рисунок 1.4), расположенная у побережья Ирландии. Она производит 1,2 МВт электроэнергии. Этого достаточно для снабжения города, в котором проживают 1,5 тыс. семей, исключительно энергией приливов. Система разработана британской компанией Marine Current Turbines Ltd [78].



Рисунок 1.4. Приливная электростанция SeaGen

С технической точки зрения, станция SeaGen выглядит как подводная ветряная мельница. Она состоит из двух двойных роторов осевого потока, установленных на опоре. Каждый из двух синхронных генераторов обращенной конструкции весит 27 тонн, а диаметр ротора составляет 16 метров. Для снижения стоимости монтажа опора или траверса ставится на единое основание. Для использования энергии течений как при приливах, так и отливах лопасти на роторе способны поворачиваться на  $180^\circ$ . Это означает, что система производит электроэнергию на протяжении до 20 ч в сутки независимо от погодных условий и стоимости первичных энергоресурсов. При работе роторы размещаются на глубине не менее трех метров. Однако для безопасного и удобного обслуживания траверсу можно поднять на поверхность. Этот проект — только начало. Компания Siemens продолжает совместно с партнерами инвестировать средства в данную технологию. [84, 78].

Российская компания "ИНСЭТ" специализируется на создании экологически чистого оборудования для микро и малых гидроэлектростанций.

Данной компанией разработаны гидроэлектростанции МикроГЭС50Пр, ГА1, ГА8 и др. Уровень мощностей ГЭС, производимых компанией «ИНСЭТ» - от 5 кВт до 5 МВт; частота вращения вала генератора – от 200 об/мин. Оборудование «ИГСЭТ» установлено на различных ГЭС: МГЭС «Тельман» (мощность 100 кВт, Таджикистан), "Талин" (мощность 5 МВт, Армения), Амсарская МГЭС (мощность 500 кВт, РФ) и др [49]. Во всех перечисленных ГЭС используются синхронные генераторы обращенной конструкции.

Второй областью применения синхронных электрических машин обращенной конструкции является применение их в качестве привода гребных винтов морских судов. Низкие обороты этих машин обусловлены тем, что гребные винты могут работать только на небольших оборотах – до 300 об/мин. В настоящее время активно развивается направление сверхпроводниковых электродвигателей для морских судов. Применение сверхпроводников позволяет значительно увеличить удельную мощность единичного агрегата. В таблице 1.3. приведены характеристики разработанных за рубежом электрических машин различной мощности с использованием сверхпроводниковых технологий.



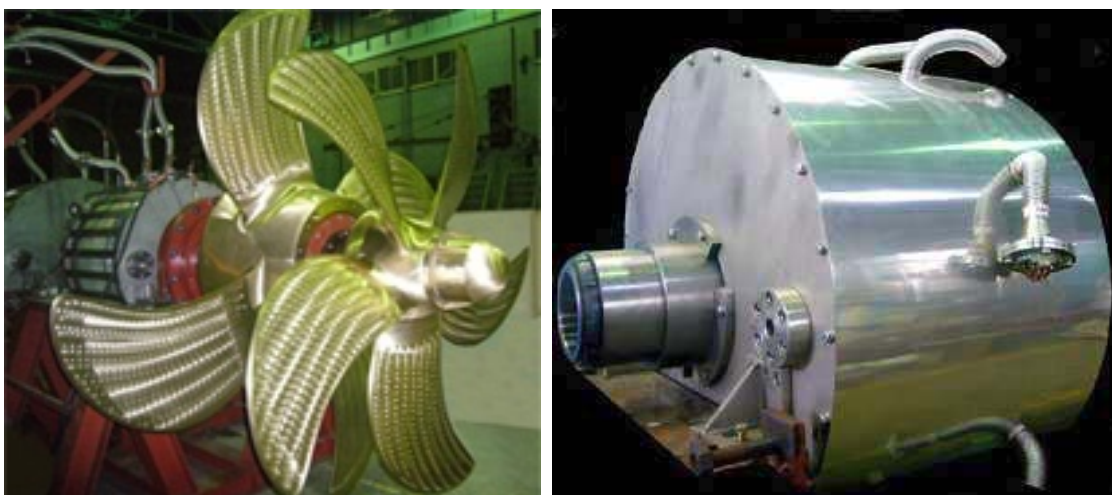
Таблица 1.3. Характеристики электродвигателей на основе сверхпроводниковых технологий

Организация	Страна	Год	Тип изделия	Мощность, МВА	Число оборотов в минуту	Масса, т	КПД, %	Финансирование проекта	ВТСП материал
AMSC	США	2001	Электродвигатель	3,8	1800	6,8			BSCCO
Oswald	Германия	2002	Моментный электродвигатель	0,2					ВТСП массив
Siemens	Германия	2002	Генератор	0,4	1500		96,8		BSCCO
AMSC	США	2003	Судовой электродвигатель	5	230			8 млн. USD	BSCCO
Siemens	Германия	2005	Генератор	4	3600	7	98,7		BSCCO
KERI/ Doosan	Корея	2007	Электродвигатель	0,08					BSCCO
Sumitomo Electric Industries	Япония	2007	Судовой электродвигатель	0,365	250	4,4			BSCCO
AMSC	США	2007	Судовой электродвигатель	36,5	120	< 75		100 млн. USD	BSCCO
Siemens	Германия	2008	Судовой электродвигатель	4	120				BSCCO
KERI/ Doosan	Корея	2011	Электродвигатель	5					BSCCO
Converteam/ Zenergy/ E.ON	Германия	2009	Гидрогенератор	1,25	214		> 98	3,44 млн. EUR	BSCCO
Converteam/ Zenergy/	Велико-британия	2010	Ветрогенератор	8	12				BSCCO
DTU/ Vestas	Дания	2010	Ветрогенератор						Не решено
AMSC/ TECO Westinghouse	США	2012	Ветрогенератор	10	11	120		6,8 млн. USD	Не решено

В Японии альянс из нескольких крупных промышленных компаний также достиг больших успехов в области создания гребных ВТСП двигателей. В настоящее время там проходит испытания система из двух винтов, вращающихся в противоположном направлении (рисунок 1.5) Приводом для них служат два ВТСП двигателя мощностью 50 и 400 кВт., один из которых имеет обращенную конструкцию. Следует отметить, что обе эти машины являются низкооборотными ( $200 \text{ мин}^{-1}$ ) и предназначены для установки вместе с системой криообеспечения в специальную гондолу за кормой судна. [63] Такая компоновка позволяет значительно улучшить маневренность корабля, особенно с большим водоизмещением. Еще одним достижением японских инженеров является создание первого в мире полностью сверхпроводникового (с ВТСП обмоткой как на статоре, так и на роторе) электродвигателя [57].



Рисунок 1.5. Размещение приводного двигателя в поворотной гондоле под днищем корпуса



а)

б)

Рисунок 1.6. а – ВТСП мотор мощностью 400 кВт для морских судов (Япония); б – внешний вид ВСПЭ электродвигателя

Тихоходные электрические машины обратной конструкции также используются в судоподъемниках различной конструкции. Судоподъемник представляет собой комплекс механизмов, позволяющий осуществлять подъем и спуск судов с одного уровня водного пути на другой, например, для пропуска судов через плотины гидроэлектростанций. Низкая скорость перемещения судов



на судоподъемниках обуславливает низкую частоту вращения приводного двигателя.

Синхронные машины обратной конструкции находят применение в различных устройствах. Во многих случаях они позволяют решать задачи, для решения которых машины обычной конструкции не могут быть применены. Так, магнитоэлектрический синхронный генератор обратной конструкции, описанный в [32], применяется в системах генерирования ПСПЧ (переменная скорость – постоянная частота) или в вентильных генераторах постоянного тока с приводом от турбины, частота вращения которой непостоянна, например, авиационной турбины. Продольный разрез такой машины представлен на рисунке 1.7.

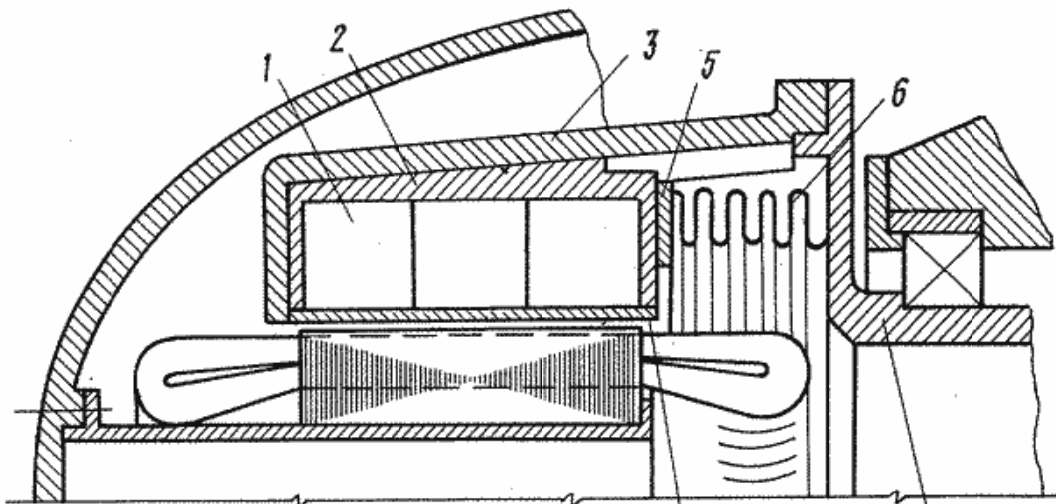


Рисунок 1.7. Продольный разрез синхронной машины обратной конструкции с ПМ для ПСПЧ

Мотор-генератор обратной конструкции используется в кинетическом накопителе энергии (КНЭ) мощностью 0,5 МДж., разработанном на каф. 310 МАИ. Продольный разрез данного КНЭ показан на рисунке 1.8.

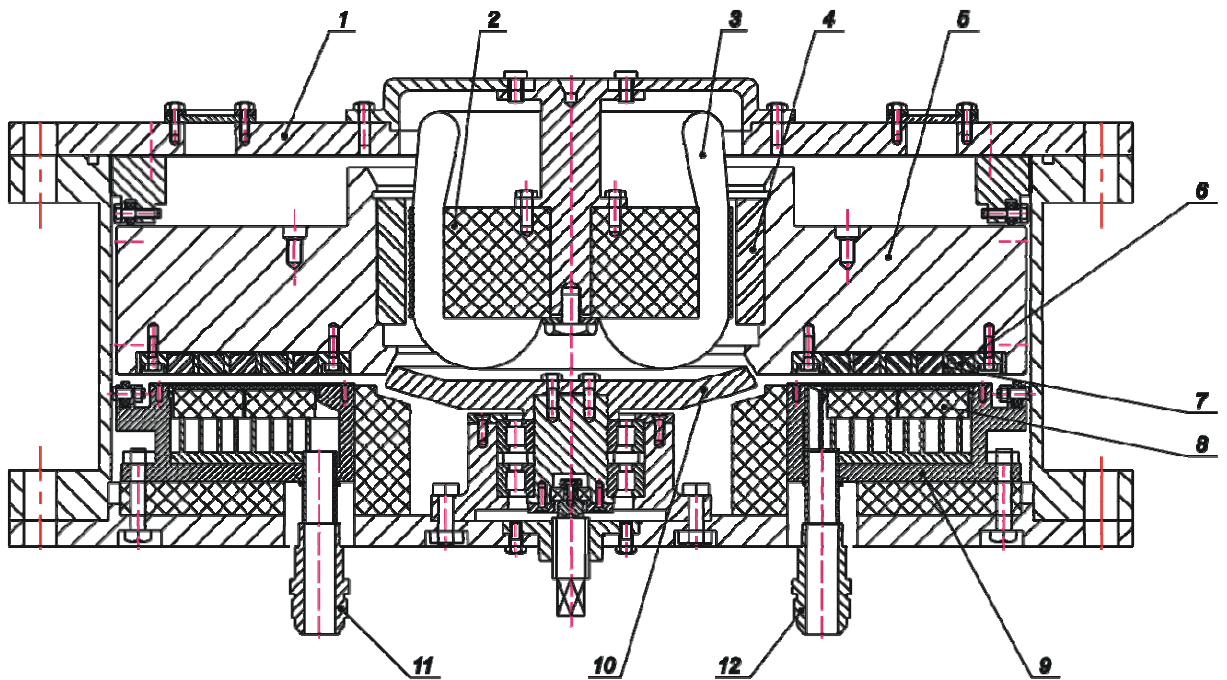


Рисунок 1.8. КНЭ 0,5 МДж, разработанный в МАИ. 1- корпус, 2 – сердечник статора, 3 – обмотка, 4 – полюса ротора, 5 – маховик, 6 – постоянные магниты, 7 – проставки, 8 – кольцевой блочный массив, 9 – криостат, 10 – опора, 11 – штуцер для подачи жидкого азота, 12 – штуцер для отвода жидкого азота

Кинетический накопитель энергии содержит корпус 1, в котором размещен мотор-генератор, включающий сердечник статора 2 мотор-генератора, который может быть выполнен либо ферромагнитным, либо безжелезным, имеющий пазы, распределенные по его наружной поверхности, в которых размещена многофазная многополюсная обмотка 3, маховик 5 в форме дискообразного ненасыщенного ферромагнитопровода, с осевым отверстием с закрепленными на его внутренней поверхности полюсами ротора 4 мотор-генератора из редкоземельных (РЗМ) ПМ, магнитный аксиальный ВТСП подвес, содержащий расположенные на нижней поверхности маховика постоянные магниты 6, разделенные проставками из немагнитного материала 7 (дюраль, пластик и др.), и кольцевой блочный массив 8 из ВТСП YBCO керамики, размещенной в неподвижном криостате 9 и работающей в криогенной среде при температуре жидкого азота. Для удержания маховика 5 при активации магнитного ВТСП подвеса при захолаживании ВТСП керамики и в случае расхолаживания магнитного ВТСП подвеса на валу в

подшипниках размещена чашеобразной формы опора 10 с конусообразной торцевой поверхностью, позволяющая центрировать маховик 5. В нижней части криостата выполнены отверстия для заполнения его внутренней полости с ВТСП керамикой жидким азотом 11 и отвода газообразного азота 12 [36, 53].

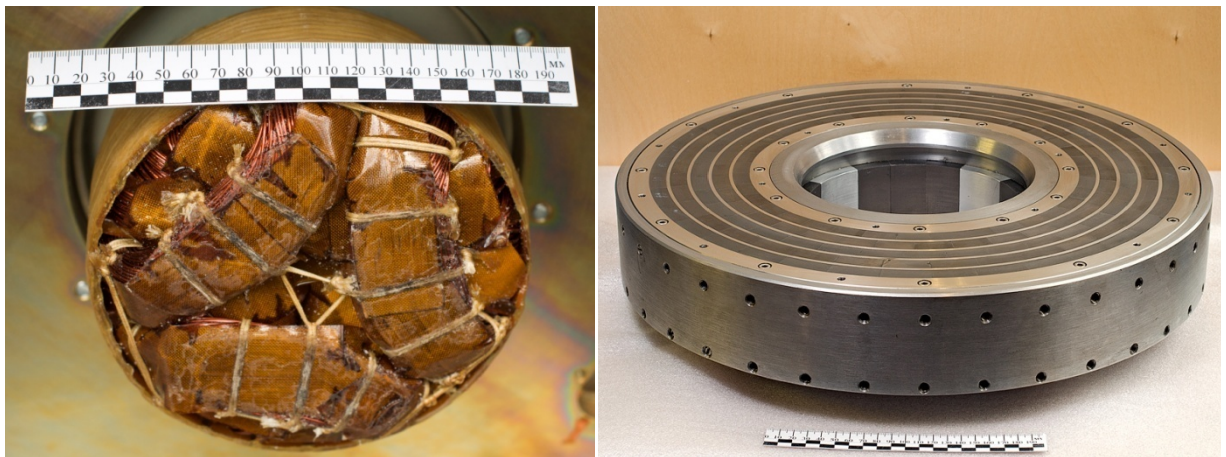
Внешний вид статора мотор-генератора КНЭ показан на рисунках 1.9-1.10 .



а)

б)

Рисунок 1.9. а – пакет статора мотор-генератора, б –статор обмотанный



а)

б)

Рисунок 1.10. а – внешний вид статора мотор-генератора КНЭ; б – внешний вид ротора мотор-генератора КНЭ

Другим применением синхронного двигателя обращенной конструкции является электродвигатель бесконтактный постоянного тока ДБУ-100 (рисунок 1.11). Датчиком положения ротора является датчик Холла.



Рисунок 1.11. Двигатель ДБУ-100

Двигатель отличается высокой надежностью, длительным безрегламентным сроком службы (более 20000 часов), низким уровнем шума (менее 50 дБ), экологической чистотой (нет щеточной пыли и других продуктов износа). Он разработан для привода медицинской функциональной трёхсекционной кровати КФ-2 производства ОАО "Биомашприбор", г. Йошкар-Ола. Проводятся работы по его применению в приводах другой медтехники [67].

Электродвигатели бесконтактные постоянного тока ДБУ 260-120-60 (мотор-колесо) ИВБЕ.525742.001ТУ управляемый, применяется для привода инвалидного кресла-коляски (рисунок 1.12).



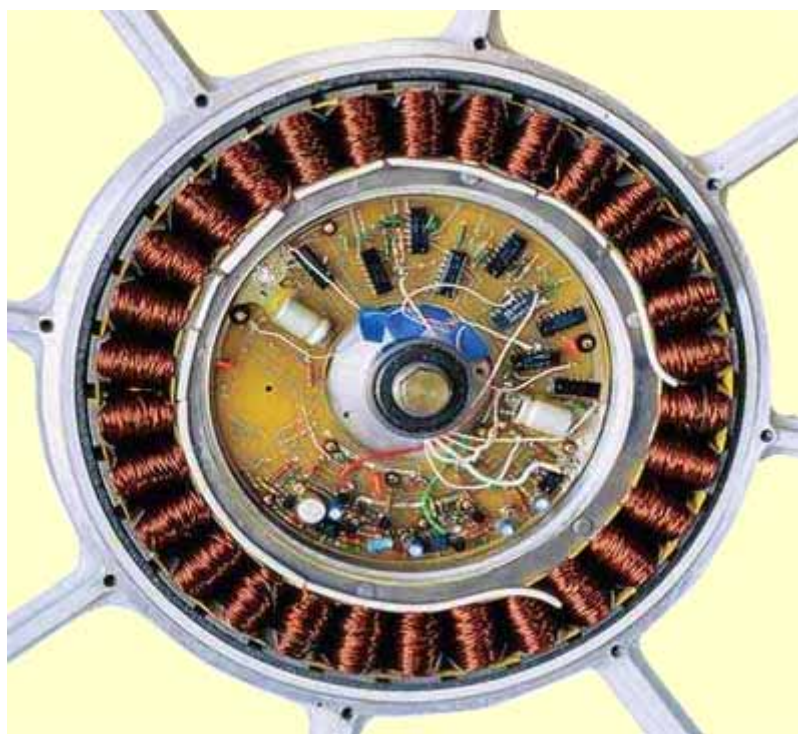


Рисунок 1.12. Двигатель ДБУ 260-120-60 для привода инвалидного кресла

Синхронный вентильный электродвигатель обращенной конструкции, имеющий внутренний статор и внешний ротор, обладает всеми достоинствами электродвигателей серии ДБУ. В зависимости от скважности управляющих импульсов и частоты вращения колеса может быть реализован любой режим работы: двигательный, рекуперативного или динамического торможения, а также торможения противовключением.

Данный двигатель разработан для привода инвалидного кресла-коляски БК-35. Источник питания - две последовательно соединенные батареи, напряжением 12 В каждая [68].

Еще одной областью применения синхронных машин обращенной конструкции являются вентиляторы различных конструкций. Например, промышленно-производственная группа «Иолла» выпускает электровентиляторы осевые постоянного тока 1,1ЭВ-1,4-3-1270 (рисунок 1.13), применяемые для нужд народного хозяйства и в системах охлаждения радиоэлектронной аппаратуры. [64]



Рисунок 1.13. Электровентилятор осевой 1,1ЭВ-1,4-3-1270 производства «Юлла»

Конструкция вентилятора показана на рисунке 1.14. Вентилятор состоит из корпуса-статора, ротора, совмещенного с крыльчаткой, и коммутатора (платы управления) Корпус-статор представляет собой собственно корпус поз.1 и статор поз.2. Статор набран из листов электротехнической стали и напрессован на корпус. В пазах статора уложена обмотка. Ротор состоит из магнитной системы (ядро и магнит) поз.3, крыльчатки поз.4 и вала поз.5. Ротор вращается на подшипниках поз.6, установленных в корпус поз.1. Вентилятор представляет собой бесконтактный двигатель постоянного тока, обращенного исполнения, с

внешним ротором, совмещенным с крыльчаткой. Работа приводного двигателя основывается на принципе взаимодействия постоянного магнитного поля ротора с переменным магнитным полем статора. Переменное поле статора создается обмотками статора, подключаемыми к источнику постоянного тока, посредством платы управления (коммутатора). Коммутатор поз.7 управляется по сигналам датчика положения ротора.

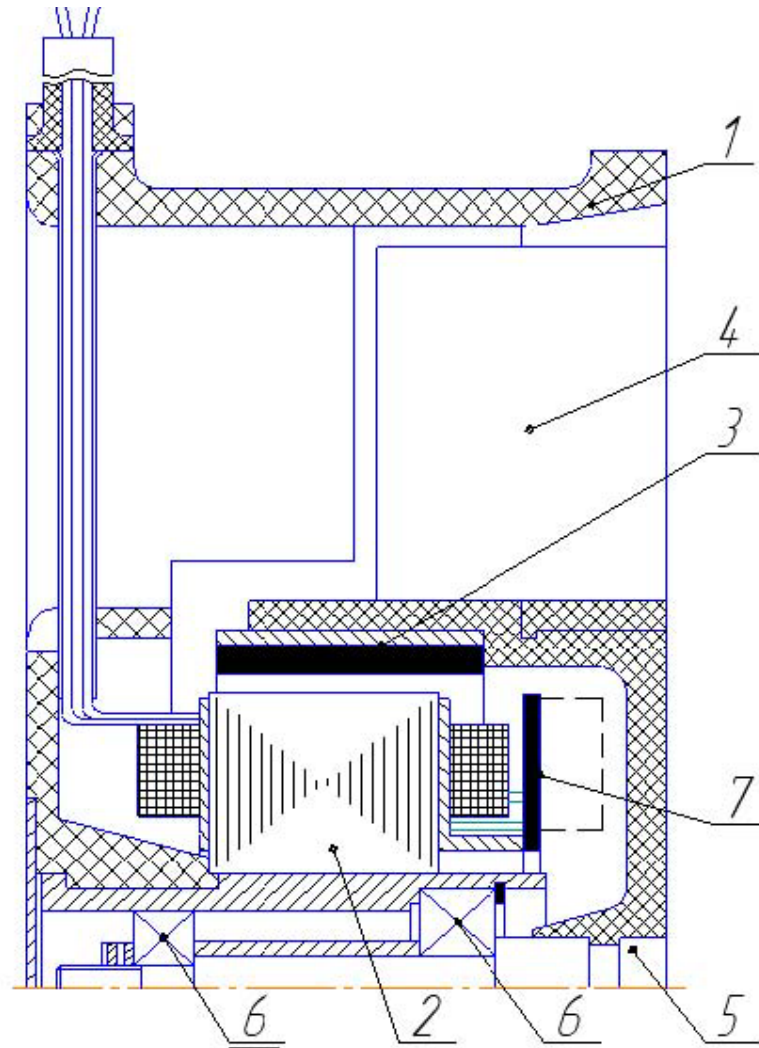


Рисунок 1.14. Конструкция электровентилятора осевого 1,1ЭВ-1,4-3-1270

Развитие альтернативных источников энергии, таких как ветроэнергетика открывает еще один путь для использования синхронных генераторов обращенной конструкции. Ветроэнергетика является бурно развивающейся отраслью. К концу 2012 года общая установленная мощность всех ветрогенераторов в мире составила 282,430 гигаватт. Особенно интенсивно развивают ветроэнергетику такие страны как Китай, Германия и США. На

рисунке 1.15 представлены графики ввода в эксплуатации ветроэнергетических установок по годам с 1996 по 2012 г. и график суммарной установленной мощности. Из рисунка видно, что в последние годы существенно увеличился прирост устанавливаемой мощности ветроэнергетических установок (ВЭУ), что говорит о возрастающей роли этого типа электростанций в мировой энергетике [74]

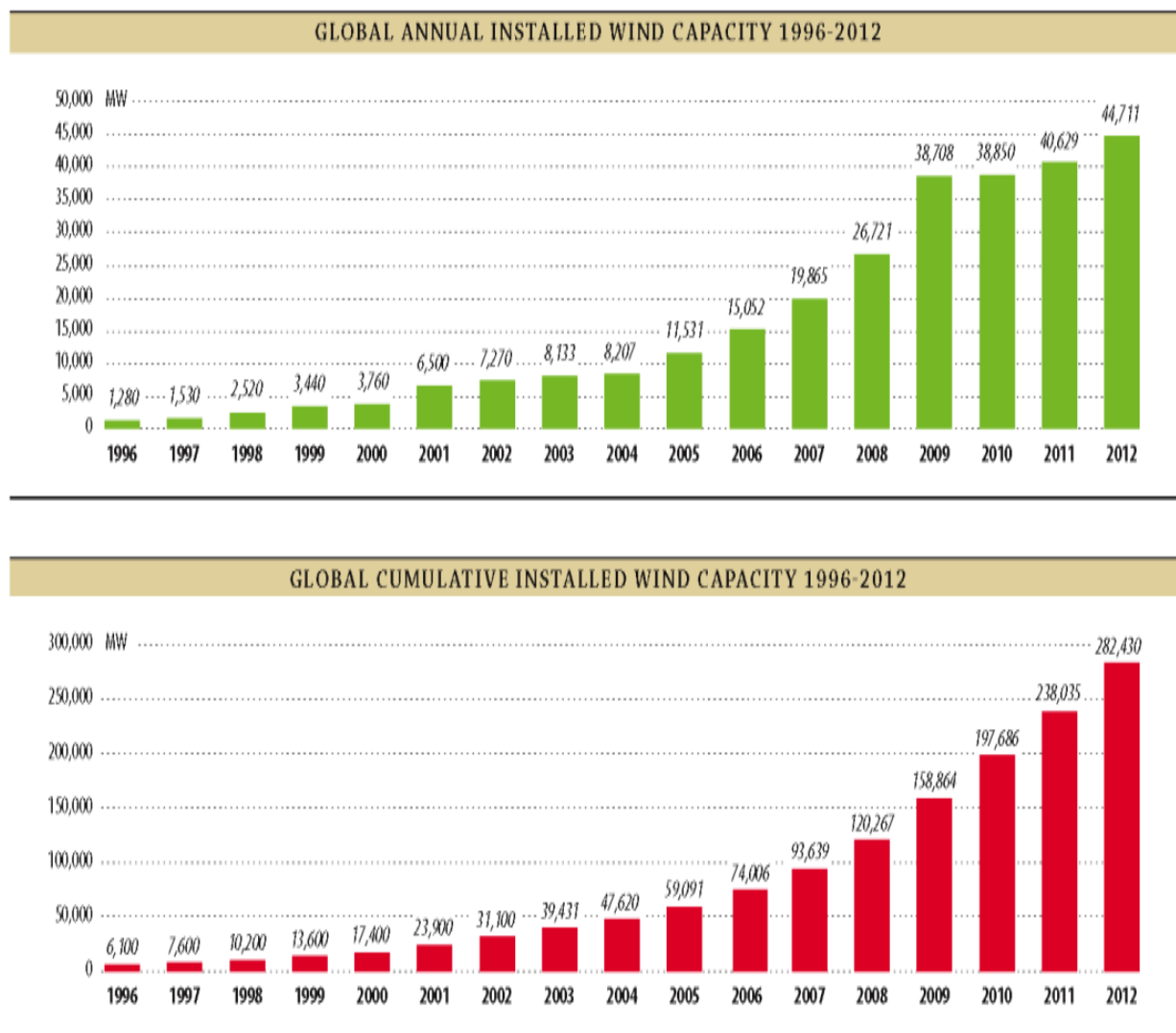


Рисунок 1.15. Прирост установленной мощности ветроэнергетических установок и суммарные установленные мощности

Мощные ветроэнергетические установки характеризуются большой ометаемой площадью ветроколеса (рисунок 1.16), в результате чего снижается допустимая частота вращения таких установок. В большинстве современных ВЭУ для увеличения скорости вращения ротора электрического генератора



применяются мультипликаторы, состоящие из 2-4 ступеней, имеющие передаточные числа  $q$  от 70 до 100. КПД одной ступени передачи  $\eta=0,9$ . С увеличением числа ступеней КПД падает, что значительно снижает эффективность мультипликатора. Таким образом, фирмы производители ВЭУ вынуждены искать компромисс между частотой вращения ротора генератора, КПД и надежностью установки, т.к, использование мультипликаторов уменьшает ресурс и КПД установки, увеличивает расходы, связанные с обслуживанием и ремонтом ВЭУ. Типичная компоновка гондолы ВЭУ показана на рисунке 1.17. В настоящее время большинство мировых производителей ВЭУ большой мощности ( $>3$  МВт) переходят на безмультипликаторные схемы с применением тихоходных электрических генераторов. Как показал анализ публикаций [73, 83], для реализации безмультипликаторной компоновки ВЭУ особенно перспективными являются синхронные бесконтактные генераторы обращенной конструкции. Применение таких генераторов позволяет повысить коэффициент использования крупных низкооборотных генераторов и тем самым снизить массу оборудования гондолы ВЭУ.

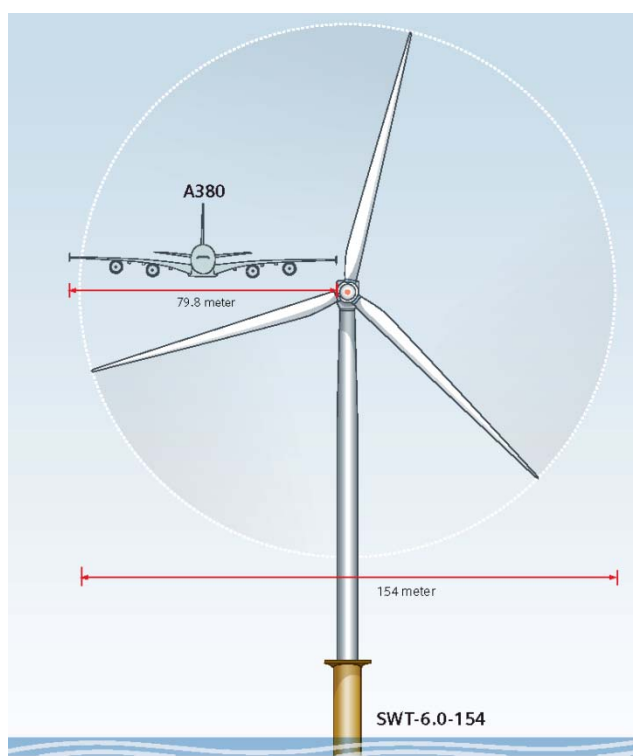


Рисунок 1.16. Характерный размер ветроколеса современной ВЭУ большой мощности



Рисунок 1.17. Типичная конфигурация гондолы современной ветровой турбины

Генератор обращенной конструкции с возбуждением от постоянных магнитов используется для ветроэнергетических установок прямого привода (рисунок 1.18). Особенностью такого электрогенератора является то, что благодаря большому количеству полюсов и высоким удельным характеристикам генератор оптимально подходит для использования в безмультипликаторном приводе ветроустановок. Обращенная конструкция генератора делает конструкцию еще более компактной и легкой. Таким образом, характерными особенностями конструкции генераторов данного типа являются: малая масса и низкая частота вращения[65].

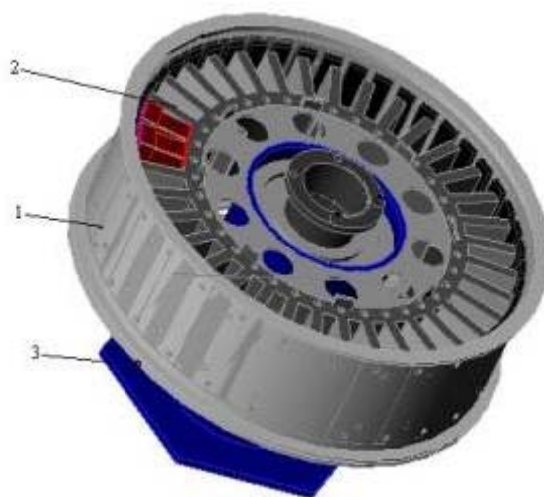


Рисунок 1.18. Генератор обращенной конструкции для ВЭУ. 1 – ротор с ПМ, 2 – статор, 3 – основание

Синхронные двигатели обращенной конструкции нашли широкое применение в качестве гидродвигателей различных гиросприборов. [2]. Гидродвигатель предназначен для разгона маховой массы за определенный промежуток времени до номинальной скорости и для обеспечения затем стабильного вращения ее при минимальном потреблении энергии [20]. Электрические гидродвигатели существенно отличаются от электродвигателей общего применения. Так, для обеспечения при данных габаритах и весе наибольшего кинетического момента маховая масса гидродвигателя размещается на максимальном расстоянии от оси вращения. Электродвигатель расположен внутри объема маховой массы. В этих условиях конструктивно более целесообразна обращенная конструкция электродвигателя. [41]. Представление о характерных размерах гидродвигателей можно получить, если обратиться к классификации их по размерам, которая приводится в [20]:

Сверхминиатюрные –  $D < 3$  см;

Миниатюрные –  $3 \text{ см} < D < 4$  см;

Средние –  $4 \text{ см} < D < 6$  см;

Крупные –  $D > 6$  см.

На рисунке 1.19 представлен синхронный гиросмотор ГМС-200 с вращающимся внешним ротором. Внешний диаметр статора мотора составляет 18,9 мм, а воздушный зазор 0,1 мм [14].

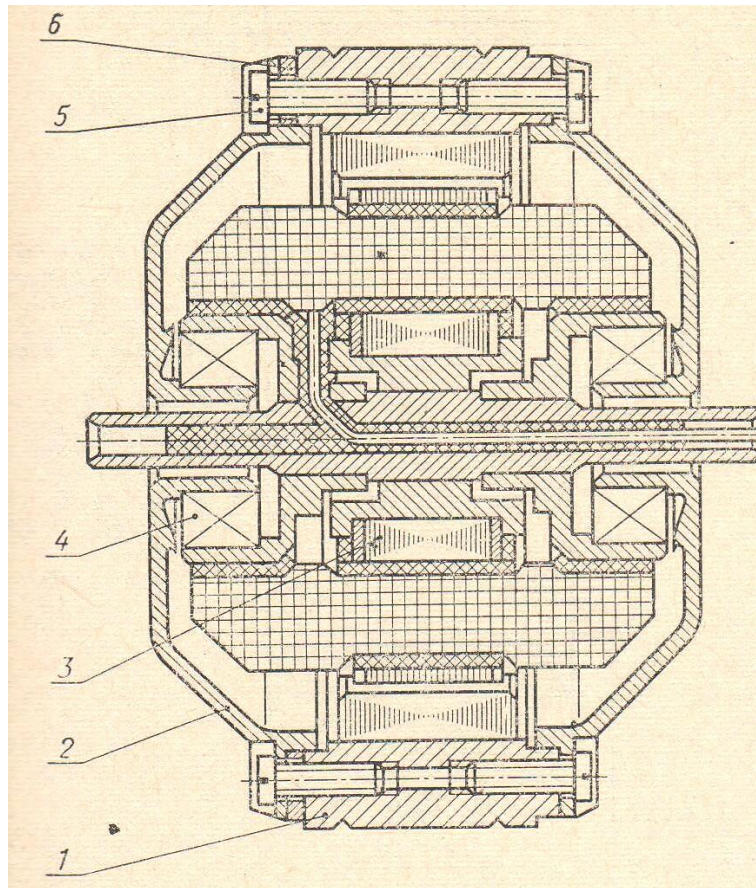


Рисунок 1.19. Гиродвигатель ГМС-200. 1 – ротор, 2 – крышка, 3 – статор, 4 – шарикоподшипник, 5 – винт, 6 – прокладка

## 1.2. Классификация синхронных электрических машин обращенной конструкции.

Общая классификация синхронных машин представлена на рисунке 1.1. По области применения синхронные машины могут быть разделены на три большие группы: генераторы, двигатели, синхронные компенсаторы. Турбогенераторы и гидрогенераторы являются характерными представителями синхронных генераторов, имеющими свои особенности, часто кардинально отличающиеся. Так, турбогенераторы, как правило, выполняются на частоту вращения  $3000 \text{ мин}^{-1}$  и имеют число пар полюсов  $p=1$ . При  $p=2$  изготавливаются турбогенераторы для атомных электростанций, где при имеющихся параметрах пара иногда не удается получить частоту вращения турбины более  $1500 \text{ мин}^{-1}$ .

Диаметр ротора турбогенератора значительно меньше, чем его активная длина. Гидрогенератор имеет низкую частоту вращения и большую полюсность ( $p=4-96$ ). Синхронные машины применяются так же в качестве двигателей, особенно в крупных установках, так как в отличие от асинхронных двигателей они способны генерировать, а не потреблять реактивную мощность. Конструктивное исполнение синхронных двигателей обуславливается частотой вращения и условиями их эксплуатации. Обычно синхронные машины рассчитываются таким образом, чтобы они могли генерировать реактивную мощность, примерно равную активной мощности. В ряде случаев оказывается выгодным устанавливать около крупных промышленных центров синхронные машины, предназначенные исключительно для генерирования реактивной мощности. Эти синхронные машины называются синхронными компенсаторами. Частота вращения таких машин  $750 - 1000 \text{ мин}^{-1}$ . Охлаждение обычно водородное [29].

В синхронных машинах могут быть использованы в качестве активных элементов ротора ПМ (см. рисунок 1. 20), обмотки из меди, алюминия, а так же обмотки на основе сверхпроводников (СП) и активные элементы на основе массивных сверхпроводниковых элементов.



Рисунок 1.20. Ротор синхронной машины с ПМ

Тяговые двигатели с постоянными магнитами, имеющие большое число пар полюсов, позволяют реализовать безредукторный электрический тяговый привод. В этом случае достигается значительное повышение КПД и снижение массы по сравнению с редукторным приводом. Предпосылки для применения постоянных магнитов в электрических машинах были созданы в 1970-х годах, когда появились магнитные материалы на базе сплавов железа, неодима и бора (FeNdB). Магниты на их основе имеют устойчивые характеристики в широком температурном диапазоне и приемлемую стоимость, могут серийно изготавливаться промышленностью [6].

Появление мощных полупроводниковых приборов, рассчитанных на большие токовые нагрузки и высокую частоту переключения (например, биполярных транзисторов с изолированным затвором, IGBT), создало условия для разработки тягового двигателя на постоянных магнитах, имеющего большое число пар полюсов. Первые теоретические исследования показали значительные преимущества такого тягового привода по сравнению с широко применяемым трехфазным асинхронным [Источник]:

- двигатель с ПМ может иметь намного большее число пар полюсов, чем трехфазный асинхронный. Этим обеспечивается настолько высокий вращающий момент, что становится возможным использование такого двигателя без редуктора, т. е. реализуется безредукторный тяговый привод;

- поскольку двигатель уже имеет магнитное поле возбуждения, а редуктор отсутствует, тяговый тракт обладает повышенным КПД. В свою очередь, транзисторы IGBT обеспечивают дальнейшее повышение общего КПД всей системы тягового привода;

- двигатель на постоянных магнитах, обеспечивающий повышенные мощность и вращающий момент, имеет меньшую массу и объем, чем асинхронный двигатель с редуктором;

- электродвигатели с ПМ имеют более высокий коэффициент использования машины и лучшие удельные показатели.

Рассмотренные особенности обеспечивают следующие преимущества ЭМП с ПМ обращенной конструкции:

- малая масса и высокий КПД позволяют экономить энергию, затрачиваемую на тягу;
- исключаются все недостатки, связанные с редукторным тяговым приводом, а именно использование дополнительного пространства, износ, загрязняющие окружающую среду потери масла, пожароопасность. Последнее обстоятельство имеет особое значение, если охлаждение двигателя на постоянных магнитах реализуется без использования масла;
- возможно простое решение системы электрического тормоза с задаваемым замедлением, поскольку двигатель в генераторном режиме надежно переключается на тормозные резисторы;
- машины с ПМ не нуждаются в возбuditеле и, благодаря отсутствию потерь на возбуждение, имеют более высокий КПД [28, 45].

Используемые в синхронных генераторах современные РЗМ материалы, из которых выполняются ПМ, позволяют получать более высокие значения МДС возбуждения по сравнению с классическими машинами с электромагнитным возбуждением. В машинах с ПМ необходимо иметь минимальный воздушный зазор, т.к. мощность машины возрастает с уменьшением зазора [10]. Однако, наряду с преимуществами, машины с ПМ имеют одну важную особенность – сложность регулирования. В ряде случаев эта особенность делает невозможным применение таких машин. Электрические машины с электромагнитным возбуждением позволяют решить эту проблему. Низкие по сравнению с машинами с ПМ значения МДС обмоток возбуждения могут быть увеличены с помощью СП токонесущих элементов, а электромагнитный момент синхронных двигателей может быть увеличен благодаря применению СП объемных элементов.

Основные надежды разработчики ВТСП устройств в настоящее время связывают с разработкой ВТСП проводов 2-ого поколения на основе иттриевых



керамик  $Y_1Ba_2Cu_3O_{6-7}$  [75]. Структура такого проводника состоит из гибкой подложки из никелевого сплава (или другого подобного металла), на которой формируются специальные буферные слои с кристаллической структурой, подобной структуре сверхпроводника из иттриевой керамики. На буферный слой осаждается сверхпроводник (YBaCuO или другой), который затем покрывается стабилизирующим металлом. Таким образом, получается гибкая тонкая монодоменная сверхпроводящая пленка на прочной несущей ленте. На рисунке 1.21 приведена структурная схема композитного ленточного ВТСП провода 2-ого поколения (промышленный стандарт 344), разработанного компанией American Superconductor (США) [69].



Рисунок 1.21. Структура композитного ленточного ВТСП провода 2-ого поколения

Токонесущий элемент представляет собой пленку YBCO, нанесенную на подложку Ni-W сплава через буферные оксидные слои. Основные параметры ВТСП проводника: толщина — 0,20 мм, ширина — 4,35 мм, минимальный критический ток при непрерывной длине 100 м — порядка 100 А [69]. Токонесущая способность такой пленки весьма высока (до 3 МА/см<sup>2</sup> в сверхпроводнике при температуре жидкого азота). Высока также и конструктивная (инженерная) плотность тока (отнесенная ко всему поперечному сечению ленты). Плотность тока в ВТСП проводах 2-ого поколения в несколько раз выше, чем в ВТСП проводах 1-ого поколения. Они меньше подвержены



влиянию внешнего магнитного поля и имеют более высокие механические характеристики. Увеличение плотности тока и использование сравнительно недорогих исходных материалов в ВТСП проводах 2-ого поколения, позволяет надеяться (при массовом производстве) на стоимость провода порядка \$10-15 за кА·м, что уже сравнимо или ниже стоимости меди. [Источник] В настоящее время интенсивные работы по созданию промышленного производства ВТСП проводов 2-ого поколения ведутся во многих странах (США, Япония, Германия и др.). Применение ВТСП материалов в обмотках синхронных электрических машин позволяет существенно (в 2-3 раза) повысить удельную мощность, снизить металлоемкость, увеличить КПД. В настоящее время разработки таких машин ведутся в российских и зарубежных научных центрах. Потенциально электрические двигатели и генераторы с технологией СП могут быть применены к любому будущему самолету [47]. Одной из концептуальных схем самолетов на электрической тяге является небольшой межрегиональный самолет. В этой модели газовые турбины находятся в нижней части фюзеляжа, каждая из них механически соединена со своим сверхпроводниковым генератором [79]. От генераторов электроэнергия передается на СП двигатели, соединенные с тоннельными вентиляторами. Предполагается размещение по пять электродвигателей на крыло. Следует отметить, что наличие такого количества двигателей увеличивает маневренность самолета и способствует более высокой надежности. В настоящее время уровень развития газовых турбин и вентиляторов позволяет реализовать приведенную конструкцию, однако, степень проработки СП двигателей и генераторов находится на недостаточном уровне. Перспективы создания полностью электрифицированного самолета связано с переходом от гидравлических систем силовых приводов, турбовентиляторных, тубовинтовых двигателей к электрическим силовым установкам и приводам. Однако существующие электрические машины традиционного исполнения уже достигли оптимума по своим характеристикам, что оставляет мало возможностей для их улучшения. Так как обычные машины имеют слишком большую массу для того,

чтобы их можно было применять на ЛА, требуются новые технологии и устройства, такие как ВТСП электрические двигатели и генераторы [47].

### **1.3. Сравнительный анализ электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов и с электромагнитным возбуждением.**

Как было показано выше, современные ВТСП материалы и редкоземельные магниты позволяют получать высокие показатели удельной мощности электрической мощности машины с сохранением требований надежности и экономических требований. Сегодня это делает эти два типа электрических машин наиболее перспективными. Покажем, какие характерные преимущества имеет каждый тип машин. В дальнейшем это позволит наиболее точно определить область применения каждого типа машин.

Магнитоэлектрические генераторы по сравнению с генераторами с электромагнитным возбуждением имеют ряд преимуществ [5]:

а) обладают высокой надежностью в работе и простотой конструкции из-за отсутствия вращающейся обмотки на роторе и возбuditеля; ротор такой машины напоминает короткозамкнутый ротор асинхронного электродвигателя; машина не требует ухода в эксплуатации, за исключением ухода за подшипниками;

б) обладают высоким КПД и меньше нагреваются из-за отсутствия потерь на возбуждение и в скользящем контакте; отсутствие указанных потерь является особенно существенным для машин малой мощности; отсутствие потерь на возбуждение позволяет повысить тепловую нагрузку статора;

в) имеют меньшие по величине помехи радиоприему благодаря отсутствию искровых контактов;

г) с успехом применяются там, где требуется ток высокой частоты;

д) имеют малую постоянную времени;

Так как небольшие генераторы с постоянными магнитами повышенной частоты не имеют катушек возбуждения, их габариты и веса меньше, чем машин с электромагнитным возбуждением.

Наряду с достоинствами генераторы переменного тока с постоянными магнитами обладают и рядом недостатков:

- а) эти генераторы не допускают обычного способа регулирования напряжения;
- б) имеют относительно низкий предел перегрузочной способности;
- в) величина магнитного потока в генераторе зависит от разброса точек в характеристиках магнита при разных его плавках.

Указанные выше достоинства и недостатки каждого типа машин основаны на большом опыте проектирования и производства электрических машин в нашей стране и во всем мире [24, 40, 45]. В [24] приведена методика автоматизированного расчета генератора с ПМ традиционной конструкции. Расчет по данной методике целесообразно проводить для различных вариантов рекомендуемых значений величин независимых переменных и констант. Вместе с тем данная методика не предназначена для расчета распределений магнитных полей в активной зоне машины. Методики расчета СГ с ПМ также приведены в [11]. Несмотря на универсальный характер данных методик, в них в основном используются безразмерные относительные параметры и показатели, выбираемые на основе инженерных представлений и известных из литературы рекомендаций. Расчеты магнитных полей, или математическое моделирование электромагнитных полей являются основой для проектирования электромагнитных устройств и исследования процессов в них [21,8]. Теоретические основы расчета электромагнитного поля в электрических машинах, примеры практической реализации различных методов расчета и перехода от расчета электромагнитного поля к некоторым параметрам эквивалентной схемы замещения изложены в [21, 45]. Однако, в [21] источнике не приводится методик расчета электрических машин, как это сделано в [23, 24, 10, 11]. В [45] изложены методы расчета распределения магнитных полей в активной зоне синхронной машины с ПМ традиционной конструкции, однако, не рассмотрены машины обращенной конструкции. Таким образом, видно, что в литературе чаще всего математическое моделирование электромагнитных полей и численный расчет параметров

электрических машин приводятся отдельно друг от друга, что порой осложняет установление связи между этими двумя типами расчета, которые составляют одно целое в системе расчета и проектирования электрических машин. Кроме того, вопрос детального сравнения машин обращенной конструкции с возбуждением от ПМ и с электромагнитным возбуждением, в том числе на основе ВТСП проводов, в литературе освещен недостаточно полно.

В данной работе получены аналитические выражения для основных характеристик рассматриваемых машин. Установив связь МДС ПМ и ОВ, представляется возможным оценить эффективность использования каждого типа рассматриваемых машин (ПМ и ОВ), а так же установить при каких условиях охлаждения каждый тип машин будет обладать наибольшей мощностью единичного агрегата. Также в данной работе представлена методика численного расчета СГ с ПМ, основанная на аналитическом решении задач о распределении магнитных полей в активной зоне машины (см. приложение П№).

## **Выводы**

1. Проведенный обзор литературных данных показал, что применение синхронных электрических машин обращенной конструкции является важной и актуальной задачей для электроэнергетики и электротехники.
2. Актуальность применения синхронных электрических машин обращенной конструкции обусловлена их более высокими коэффициентом использования активной зоны машины и конструктивными особенностями, позволяющими реализовывать более эффективные технические решения, как в наземной энергетике, так и в аэрокосмической технике и транспорте.
3. Анализ публикаций показал, что в литературе вопросы, связанные с анализом магнитных полей, расчетом и проектированием синхронных электрических машин обращенной конструкции рассмотрены недостаточно полно. В частности, недостаточно изучен вопрос о сопоставительном анализе таких машин при возбуждении от постоянных магнитов и обмоток возбуждения. В литературе не рассмотрены вопросы применения сверхпроводниковых обмоток в машинах обращенной конструкции.
4. В литературе не представлены данные о сопоставительном анализе машин с возбуждением от постоянных магнитов и электромагнитным возбуждением.

## **ГЛАВА 2. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА МНОГОПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ОБРАЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ**

Синхронные генераторы с возбуждением от постоянных магнитов относятся к перспективным типам электрических машин благодаря высокому КПД, простоте конструкции и надежности [7]. При расчете и проектировании таких машин в настоящее время применяются классические подходы, основанные на методе эквивалентных магнитных цепей [7, 11, 23, 24], или численное моделирование на базе метода конечных элементов (МКЭ). В связи с активным развитием децентрализованной и малой энергетики особую важность имеют машины обращенной конструкции для малых ГЭС и ВЭУ. Обращенные конструкции синхронных электрических машин (СЭМ) позволяют реализовывать большую мощность в том же габарите при низких частотах вращения. Кроме того, СЭМ обращенной конструкции могут быть перспективны при использовании в гиromоторах, исполнительных механизмах на транспорте и в авиационно-космической технике. Несмотря на важность, аналитические методы расчета магнитных полей в электрических машинах обращенной конструкции в литературе рассмотрены недостаточно полно.

В данной главе представлены аналитические методики расчета двухмерных магнитных полей в активной зоне синхронных электрических машин обращенной конструкции с учетом геометрии активной зоны, числа пар полюсов и коэрцитивной силы постоянных магнитов. Получены аналитические выражения для основных параметров СЭМ обращенной конструкции с постоянными магнитами. Приведены результаты расчетов магнитных полей и выходных характеристик рассматриваемых электрических машин.

### **2.1. Постановка двухмерных задач о распределении магнитных полей**

Конструктивная схема многополюсного синхронного генератора обращенной конструкции с постоянными магнитами представлена на рисунке 2.1.

В рассматриваемой конструкции индуктор находится на вращающейся втулке, в которой закреплены постоянные магниты, а внутренний якорь с  $m$ -фазной обмоткой неподвижен.

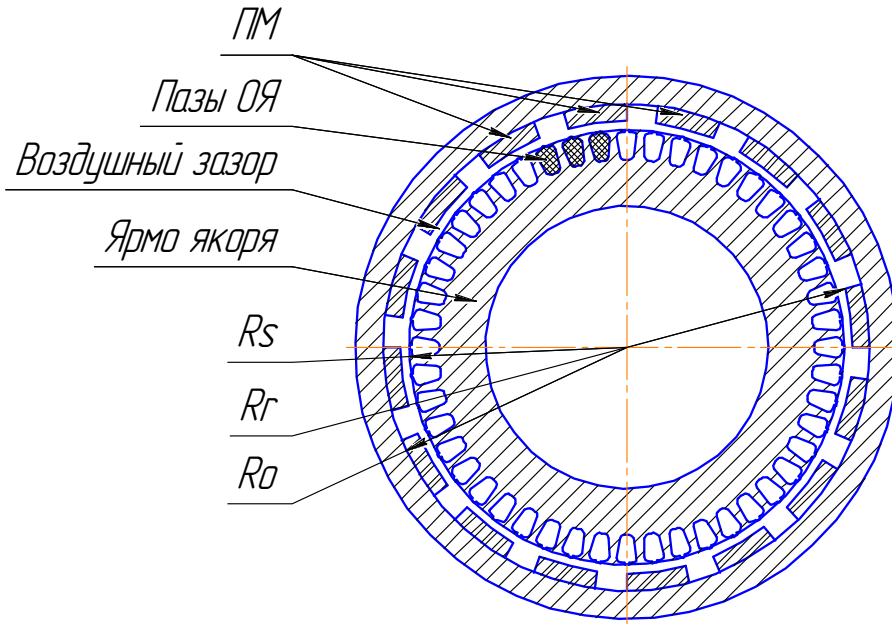


Рисунок 2.1. Конструктивная схема электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами

При постановке задачи расчета двумерных магнитных полей принимаются следующие основные допущения.

1.  $m$ -фазная обмотка якоря заменяется эквивалентным токовым слоем [38], расположенным на радиусе  $R_a$  ( $R_r > R_a > R_s$ ) с линейной плотностью  $J_0$ , синусоидально распределенной по угловой координате  $\varphi$  (см. рисунок 2.2.). В этом случае выражение для эквивалентного токового слоя  $m$ -фазной  $p$ -полюсной обмотки якоря может быть записано как

$$J = J_0 \sin(p\varphi) \delta(\rho - R_a), \quad (2.1)$$

где  $\delta(\rho - R_a)$  – дельта-функция,  $J_0 = \frac{m i_m W_a K_a}{\pi R_a}$  – линейная плотность тока,  $W_a$  – число витков фазы обмотки якоря (ОЯ),  $i_m$  – амплитудное значение тока статора,  $K_a$  – обмоточный коэффициент.

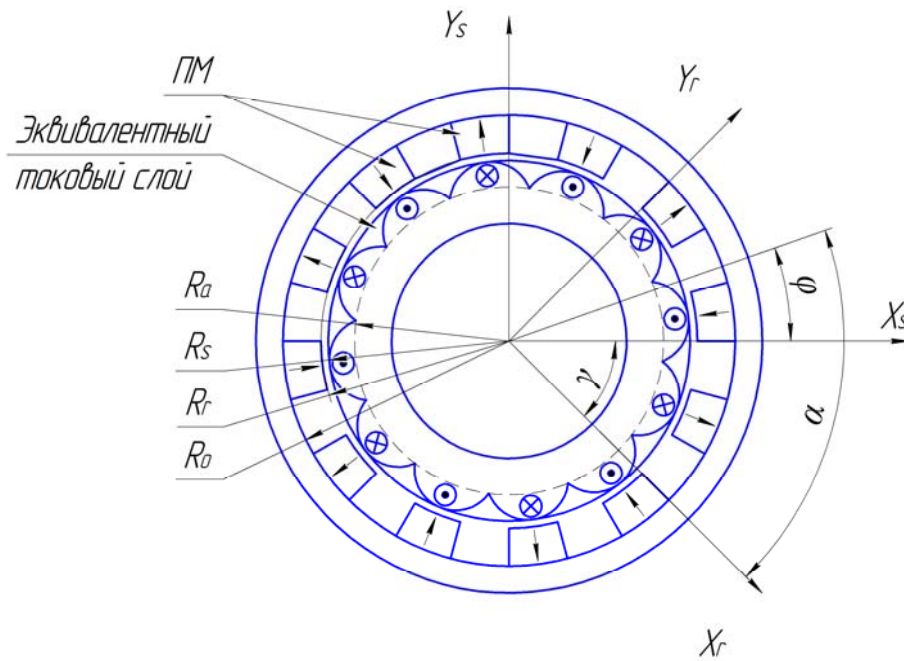
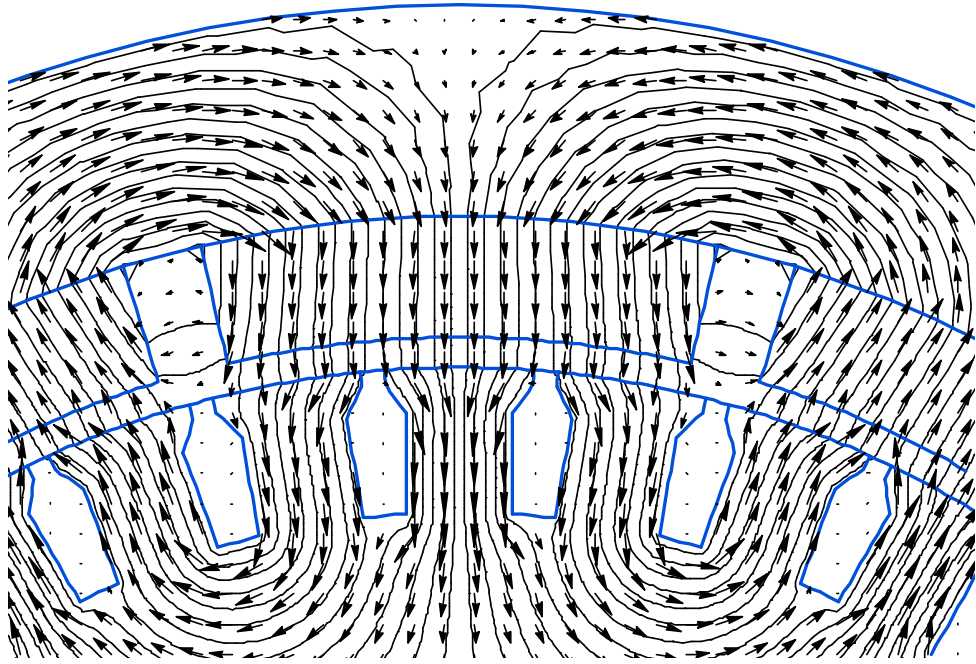


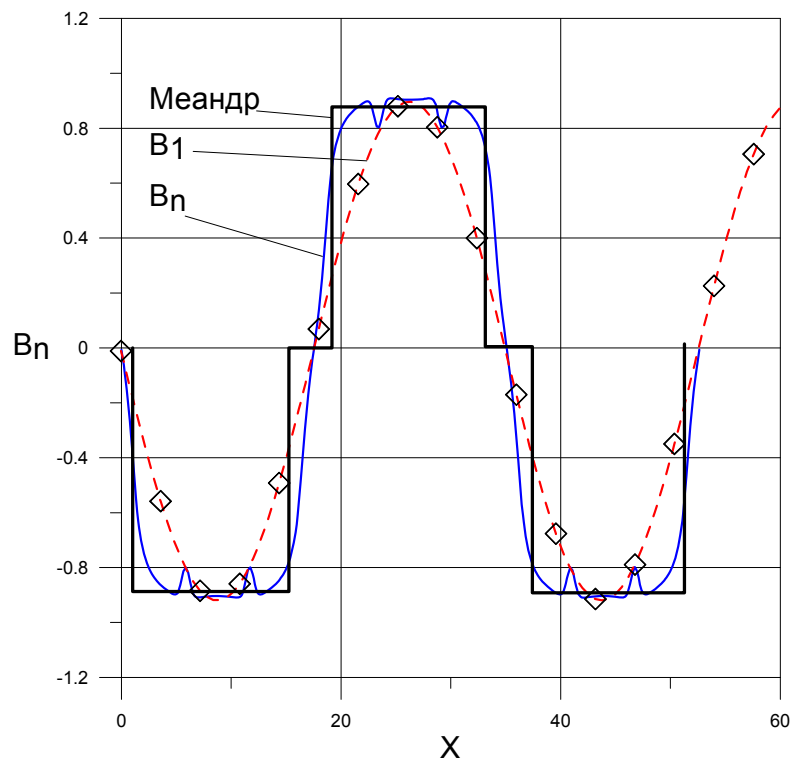
Рисунок 2.2. Расчетная модель электрической машины обращенной конструкции с ПМ

2. Вектор намагниченности всех постоянных магнитов  $\mathbf{M}$  имеет только радиальную компоненту ( $M\{0, M_p\}$ ) (см. рисунок 2.2.). Как было указано в главе I, машины с ПМ магнитами находят широкое применение в технике. В связи с этим можно получить по известным параметрам активной зоны распределение магнитной индукции с помощью МКЭ. На рисунке 2.3а представлен пример распределения магнитной индукции от основного потока в области постоянных магнитов ротора электрической машины обращенной конструкции, полученное МКЭ.





а)



б)

Рисунок 2.3. а – распределение магнитной индукции в активной зоне машины; б – форма кривой радиальной составляющей магнитной индукции:  $B_n$  – радиальная составляющая магнитной индукции,  $B_1$  – первая гармоника, Меандр – приближение реального распределения ступенчатой функцией

На рисунке 2.3б показана форма кривой радиальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре, полученная МКЭ и приближение реального распределения ступенчатой функцией.

Пространственная зависимость магнитной индукции  $B$  в области с ПМ от угла по окружности зазора в первом приближении может быть представлена в виде знакопередающейся ступенчатой функции с периодом  $2\tau$  (рисунок 2.4)[10]. Здесь  $\tau$  – полюсное деление,  $\Delta = \alpha_p \tau$  – область, занятая ПМ (область полюсного перекрытия),  $\alpha_p$  – коэффициент полюсного перекрытия,  $B_r$  – остаточная индукция ПМ.

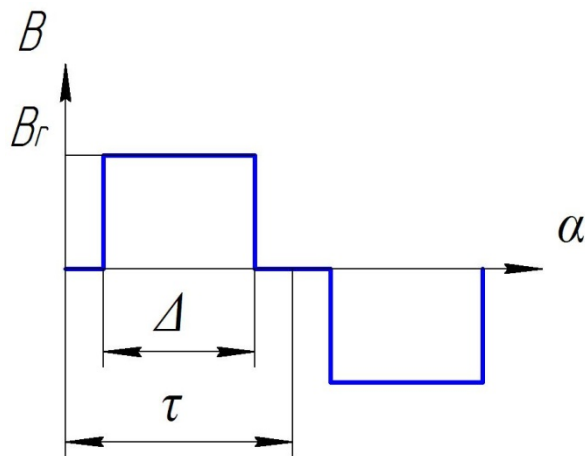


Рисунок 2.4. К определению намагниченности ПМ  $M_0$ :  $B_r$  – остаточная индукция ПМ,  $\Delta$  – ширина полюса,  $\tau$  – полюсное деление,  $\alpha$  – угол, отсчитываемый в системе координат ротора

Таким образом магнитную индукцию области с ПМ ротора можно с достаточной точностью представить как:

$$B = \begin{cases} 0, & 0 < \alpha < \frac{\tau - \Delta}{2} \\ B_r, & \frac{\tau - \Delta}{2} < \alpha < \frac{\tau + \Delta}{2}, \\ 0, & \frac{\tau + \Delta}{2} < \alpha < \tau \end{cases}, \quad (2.2)$$

здесь  $\alpha$  – угол, отсчитываемый в системе координат ротора.

Разложим распределение  $B$  в ряд Фурье с периодом  $2\tau$ :

$$B = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{B_r}{n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \sin\left(pn \frac{\Delta}{2}\right) \sin\left(pn \frac{\alpha}{\tau}\right). \quad (2.3)$$

Выражение для амплитуды первой гармоники имеет вид:

$$B_1 = \frac{4}{\pi} B_r \sin\left(\frac{\pi\Delta}{2\tau}\right). \quad (2.4)$$

На рисунке 2.3 б также приведен график первой гармоники разложения намагниченности ПМ в ряд Фурье. В дальнейшем, не ограничивая общности, при анализе магнитных полей в активной зоне будем использовать выражение для первой гармоники намагниченности ПМ.

В данной постановке принимается следующее допущение: отсутствие потоков рассеяния, что обуславливает сохранение потока по радиальной компоненте (рисунок 2.5) [27, 39].

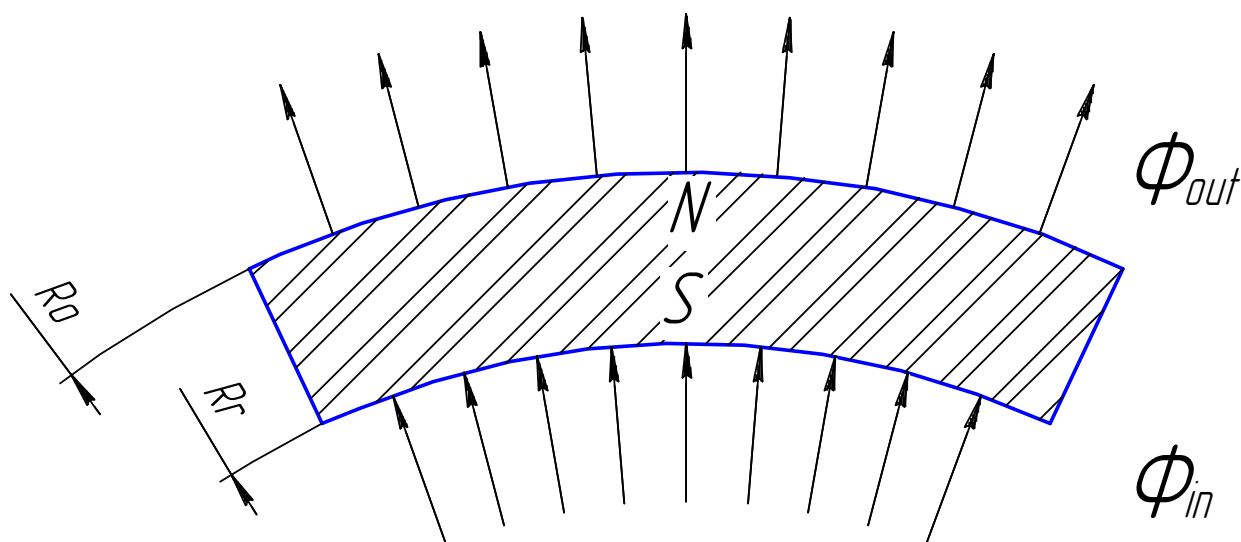


Рисунок 2.5. Основной магнитный поток машины с ПМ через один полюс

В этом случае намагниченность ПМ может быть задана как:

$$M = M_0 \frac{R_r}{\rho} \cos(\alpha), \quad (2.5)$$

где  $M_0$  — магнитный момент постоянных магнитов.

Так как предполагается, что магнит находится в магнитопроводе с малым зазором (величина зазора много меньше высоты магнита) и индукция ПМ равна остаточной магнитной индукции  $B=B_r$ , то напряженность внешнего магнитного поля внутри ПМ равна нулю. Известно, что выражение для магнитной индукции в намагниченной среде имеет вид [17]:

$$B = \mu_0 H + M, \quad (2.6)$$

Тогда с учетом вышеизложенного  $B_r=M$ , и можно приравнять правые части выражений (2.5)-(2.6). После несложных преобразований найдем связь  $M_0$  и  $B_r$ :

$$M_0 = \frac{4}{\pi} B_r \sin\left(\frac{\pi\Delta}{2\tau}\right). \quad (2.7)$$

3. Ядро статора считается ненасыщенным, т.е. относительная магнитная проницаемость статора принимается равной бесконечности ( $\mu_c \rightarrow \infty$ ).
4. Ядро индуктора считается ненасыщенным, т.е. относительная магнитная проницаемость ротора принимается равной бесконечности ( $\mu_u \rightarrow \infty$ ).
5. Машина считается достаточно длинной,  $\tau/L_s \ll 1$  (здесь  $\tau$  — полюсное деление,  $L_s$  — активная длина машины).

С учетом принятых допущений, задача о распределении стационарных двумерных магнитных полей в активной зоне электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами описывается системой уравнений Максвелла [28, 29]:

$$\begin{cases} \operatorname{div} \bar{B} = 0, \\ \operatorname{rot} \bar{H} = J_0 \delta(\rho - R_a). \end{cases} \quad (2.8)$$

С соответствующими граничными условиями на границе раздела сред с различными магнитными проницаемостями:

$$[H_\tau]=0, [B_n]=0. \quad (2.9)$$

Вводя векторный магнитный потенциал  $\mathbf{A}$  ( $\mathbf{B}=\text{rot}(\mathbf{A})$ ) [46], задача о распределении стационарных двумерных магнитных полей в синхронной машине обращенной конструкции с постоянными магнитами сводится к решению уравнения Пуассона относительно  $\mathbf{A}$  [10]:

$$\Delta A = \mu_0 J_0 \sin(p\phi) \delta(\rho - R_a). \quad (2.10)$$

При этом, в полярной системе координат  $(\rho, \phi)$  явный вид граничных условий на поверхности раздела сред с различными магнитными проницаемостями записывается как[28]:

$$[B_\rho]=0, \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_i}{\partial \phi} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_j}{\partial \phi}; \quad (2.11)$$

$$[H_\phi]=0, -\frac{1}{\mu_0 \mu} \frac{\partial A_i}{\partial \rho} = -\frac{1}{\mu_0 \mu} \frac{\partial A_j}{\partial \rho}; \quad (2.12)$$

где  $i, j$  – индексы векторного магнитного потенциала по разные стороны границы раздела сред.

Таким образом, при расчете магнитного поля в активной зоне машины можно выделить следующие области, отличающиеся электрическими и магнитными свойствами (используется цилиндрическая система координат):

1.  $0 < \rho < R_s$  — область статора генератора ( $\mu \rightarrow \infty$ );
2.  $R_s < \rho < R_r$  — область воздушного зазора ( $\mu = 1$ );
3.  $R_r < \rho < R_o$  — область постоянных магнитов ( $B = \mu_0 H + M$ );
4.  $R_o < \rho$  – область обоймы, удерживающей ПМ ( $\mu \rightarrow \infty$ ).

Поправка на параметры электрической машины за счет конечного размера зубцовой зоны и спинки статора может быть найдена по теории магнитных цепей на основе решений, полученных в данной постановке.

## 2.2. Аналитические решения задачи расчета двумерных магнитных полей в активной зоне неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами

### 2.2.1 Структура решения в воздушном зазоре

В области воздушного зазора ( $R_s \leq \rho \leq R_r$ ) решение уравнения (2.1) имеет вид [38]:

$$A_\delta = \sum_{n=1,3,5} \frac{\mu_0 m_i W_a K_a}{2p\pi n} \left\{ \left[ \left( \frac{\rho}{R_a} \right)^{\pm pn} + a_p \rho^{pn} + b_p \rho^{-pn} \right] \sin(np\phi) + \right. \\ \left. + (c_p \rho^{np} + d_p \rho^{-np}) \cos(np\phi) \right\} \quad (2.13)$$

Для первой гармоники разложения в ряд Фурье векторного магнитного потенциала выражение (2.13) имеет вид:

$$A_\delta = \frac{\mu_0 m_i W_a K_a}{2p\pi} \left\{ \left[ \left( \frac{\rho}{R_a} \right)^{\pm p} + a_p \rho^p + b_p \rho^{-p} \right] \sin(p\phi) + \right. \\ \left. + (c_p \rho^p + d_p \rho^{-p}) \cos(p\phi) \right\} \quad (2.14)$$

Здесь:  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума;  $i_m$  – амплитудное значение тока статора;  $m$  – число фаз;  $K_a$  – обмоточный коэффициент якоря;  $W_a$  – число витков фазы;  $R_a$  – радиус токового слоя;  $p$  – число пар полюсов;  $a_p, c_p, b_p, d_p$  – неизвестные константы, которые необходимо определить из граничных условий.

В выражении (2.14) знак “+” соответствует области внутри токового слоя ( $\rho < R_s$ ) [9, 59], знак “-” соответствует области вне токового слоя ( $\rho > R_s$ ) (см. рисунок 2.2).

Поскольку ярмо статора считается ненасыщенным,  $\mu \rightarrow \infty$ , то граничное условие на поверхности статора будет иметь вид [15]:

$$H_\phi \Big|_{\rho=R_s} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_\delta}{\partial \rho} \Big|_{\rho=R_s} = 0 \quad (2.15)$$

Так как граница статор – воздушный зазор лежит внутри токового слоя, то в выражении (2.14) используется знак “+”:

$$A_\delta = \frac{\mu_0 m i_m W_a K_a}{2p\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[ \left( \frac{\rho}{R_a} \right)^p + a_p \rho^p + b_p \rho^{-p} \right] \sin(p\phi) + \\ & + (c_p \rho^p + d_p \rho^{-p}) \cos(p\phi) \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Для полузакрытых и закрытых пазов радиус эквивалентного токового слоя необходимо брать равным радиусу расточки статора  $R_s$  [42].

Подставляя (2.16) в (2.15), получим систему алгебраических уравнений относительно  $b_p$  и  $d_p$ , и, принимая, что токовый слой якоря лежит на поверхности статора ( $R_a=R_s$ ), получим уравнения для связи констант  $b_p$  и  $a_p$ ,  $c_p$  и  $d_p$ :

$$\begin{cases} d_p = c_p R_s^{2p} \\ b_p = a_p R_s^{2p} + R_s^p \end{cases} \quad (2.17)$$

Подставляя (2.17) в (2.16) получим аналитический вид выражения для векторного магнитного потенциала в области воздушного зазора:

$$A_\delta = \frac{\mu_0 m i_m W_a K_a}{2p\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[ \left( \frac{\rho}{R_s} \right)^{-p} + a_p \rho^p + a_p \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} + \frac{R_s^p}{\rho^p} \right] \sin(p\phi) + \\ & + c_p \left( \rho^p + \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} \right) \cos(p\phi) \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

### 2.2.2. Структура решения в области постоянных магнитов

При определении соотношений, описывающих распределение магнитного поля в области магнитной оболочки, предполагаем, что магнитный момент  $M \{0, M_p\}$  области с ПМ имеет только радиальную компоненту и синусоидально меняется по угловой координате  $\varphi$ , отсчитываемой в системе координат ротора.

В дальнейшем при определении характеристик машины необходимо использовать действующее значение  $M_0$ , отличающееся от амплитудного в  $1/\sqrt{2}$  раз [Г.И.Атабеков, Теория линейных электрических цепей].

Связь компонент магнитной индукции с напряженностью магнитного поля в оболочке с постоянными магнитами записывается как:

$$\begin{cases} B_r = \mu_0 H_\rho + M \\ B_\phi = \mu_0 H_\phi \end{cases}, \quad (2.19)$$

где  $M$  дается выражением (2.5).

Угол  $\alpha$  в системе координат ротора связан с углом  $\phi$ , отсчитываемым в системе координат статора следующим соотношением (см. рисунок 2.2):

$$\alpha = p\phi + p\gamma, \quad (2.20)$$

где  $\gamma$  – угол поворота системы координат ротора относительно системы координат статора.

Решение о распределении векторного магнитного потенциала в магнитной оболочке может быть найдено из соответствующего уравнения Максвелла [39]  $\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{i}$ , которое в цилиндрической системе координат записывается как:

$$\text{rot} H = i_z \left\{ \frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi} \right\} = 0. \quad (2.21)$$

Учитывая соотношения для компонент напряженности магнитного поля (2.11):

$$H_\phi = \frac{1}{\mu_0} B_\phi = \frac{1}{\mu_0} \left( -\frac{\partial A}{\partial \rho} \right),$$

$$H_\rho = \frac{1}{\mu_0} (B_\rho - M) = \frac{1}{\mu_0} \left( \frac{1}{\rho} \frac{\partial A}{\partial \phi} - M_0 \frac{R_r}{\rho} \cos(p\phi + p\gamma) \right),$$



и, подставляя их в (2.21), получим уравнение для определения векторного магнитного потенциала  $A$  в области ПМ:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial A}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A}{\partial \phi^2} = -M_0 p \frac{R_r}{\rho} \sin(p\phi + p\gamma) \quad (2.22)$$

Общее решение уравнения (2.22) имеет вид [9, 33, 59]:

$$\begin{aligned} A_m(\rho, \phi) = & \frac{M_0 R_r}{p} \sin(p\phi + p\gamma) + \\ & + [d_1 \rho^p + d_2 \rho^{-p}] \sin(p\phi) + [d_3 \rho^p + d_4 \rho^{-p}] \cos(p\phi) \end{aligned} \quad (2.23)$$

где  $d_1, d_2, d_3, d_4$  – неизвестные константы, определяемые из граничных условий.

Для определения неизвестных констант ( $a_p, c_p, d_1, d_2, d_3, d_4$ ) рассмотрим граничные условия на границе раздела сред с различной магнитной проницаемостью:

- граничные условия на поверхности ротора ( $\rho=R_r$ ):

$$[B_n]_{\rho=R_r} = 0, \quad \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_\delta}{\partial \phi} \Big|_{\rho=R_r} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_m}{\partial \phi} \Big|_{\rho=R_r}, \quad (2.24)$$

$$[H_\tau]_{\rho=R_r} = 0, \quad -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_\delta}{\partial \rho} \Big|_{\rho=R_r} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_m}{\partial \rho} \Big|_{\rho=R_r}; \quad (2.25)$$

- граничные условия на границе “постоянные магниты – обойма”, удерживающая ПМ ( $\rho=R_o$ ):

$$H_\tau \Big|_{\rho=R_o} = 0, \quad \frac{\partial A_m}{\partial \rho} \Big|_{\rho=R_o} = 0. \quad (2.26)$$

Подставляя (2.14) в (2.17), и решая систему линейных алгебраических уравнений, получим связь для констант  $d_2$  и  $d_4$ :

$$\begin{cases} d_2 = d_1 R_o^{2p} \\ d_4 = d_3 R_o^{2p}. \end{cases} \quad (2.27)$$

Подставляя (2.18) и (2.23) с учетом (2.27) в (2.24)-(2.25), получим систему алгебраических уравнений для определения неизвестных констант  $a_p$ ,  $c_p$ ,  $d_1$ ,  $d_3$ :

$$D_f R_r^p \left[ 2\bar{R} + a_p R_r^p (1 + \bar{R}^2) \right] - \frac{M_0}{p} R_r R_r^p \cos(p\gamma) - d_1 R_r^{2p} (1 + \bar{R}_1^2) = 0 \quad (2.28)$$

$$D_f c_p R_r^{2p} (1 + \bar{R}^2) - \frac{M_0}{p} R_r R_r^p \sin(p\gamma) - d_3 R_r^{2p} (1 + \bar{R}_1^2) = 0 \quad (2.29)$$

$$D_f R_r^p (a_p R_r^p [1 - \bar{R}^2] - 2\bar{R}) + d_1 R_r^{2p} (\bar{R}_1^2 - 1) = 0 \quad (2.30)$$

$$D_f c_p R_r^{2p} (1 - \bar{R}^2) + d_3 R_r^{2p} (\bar{R}_1^2 - 1) = 0 \quad (2.31)$$

Здесь  $D_f$ ,  $R$ ,  $R_l$ ,  $c_o$ ,  $s_1$  – параметры, определяемые соотношениями:

$$D_f = \mu_0 I K_a / 2p, \quad \bar{R} = \left( \frac{R_s}{R_r} \right)^p, \quad \bar{R}_1 = \left( \frac{R_o}{R_r} \right)^p.$$

Решая систему (2.19)-(2.22), получим явный вид неизвестных констант  $a_p$ ,  $c_p$ ,  $d_1$  и  $d_3$ :

$$a_p = \frac{M_0 R_r (\bar{R}_1^2 - 1)}{2p D_f R_r^p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2)} \cos(p\gamma) + \frac{2\bar{R}}{R_r^p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2)}, \quad c_p = \frac{M_0 R_r (\bar{R}_1^2 - 1)}{2p D_f (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2) R_r^p} \sin(p\gamma) \quad (2.32)$$

$$d_1 = \frac{M_0 \cos(p\gamma) R_r (\bar{R}^2 - 1)}{2p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2) R_r^p} + \frac{2D_f \bar{R}}{R_r^p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2)}, \quad d_3 = \frac{M_0 \sin(p\gamma) R_r (\bar{R}^2 - 1)}{2p R_r^p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2)} \quad (2.33)$$

На основе полученных в данной главе аналитических соотношений можно построить двухмерные картины распределения магнитных полей в активной зоне СМ с ПМ обращенной конструкции. На рисунке 2.6. представлены примеры таких распределений при числе пар полюсов  $p=1$ , 2 и 7. На рисунке 2.7 показаны примеры распределения магнитных полей при различном угле поворота ротора относительно статора для  $p=1$  и  $p=2$ .

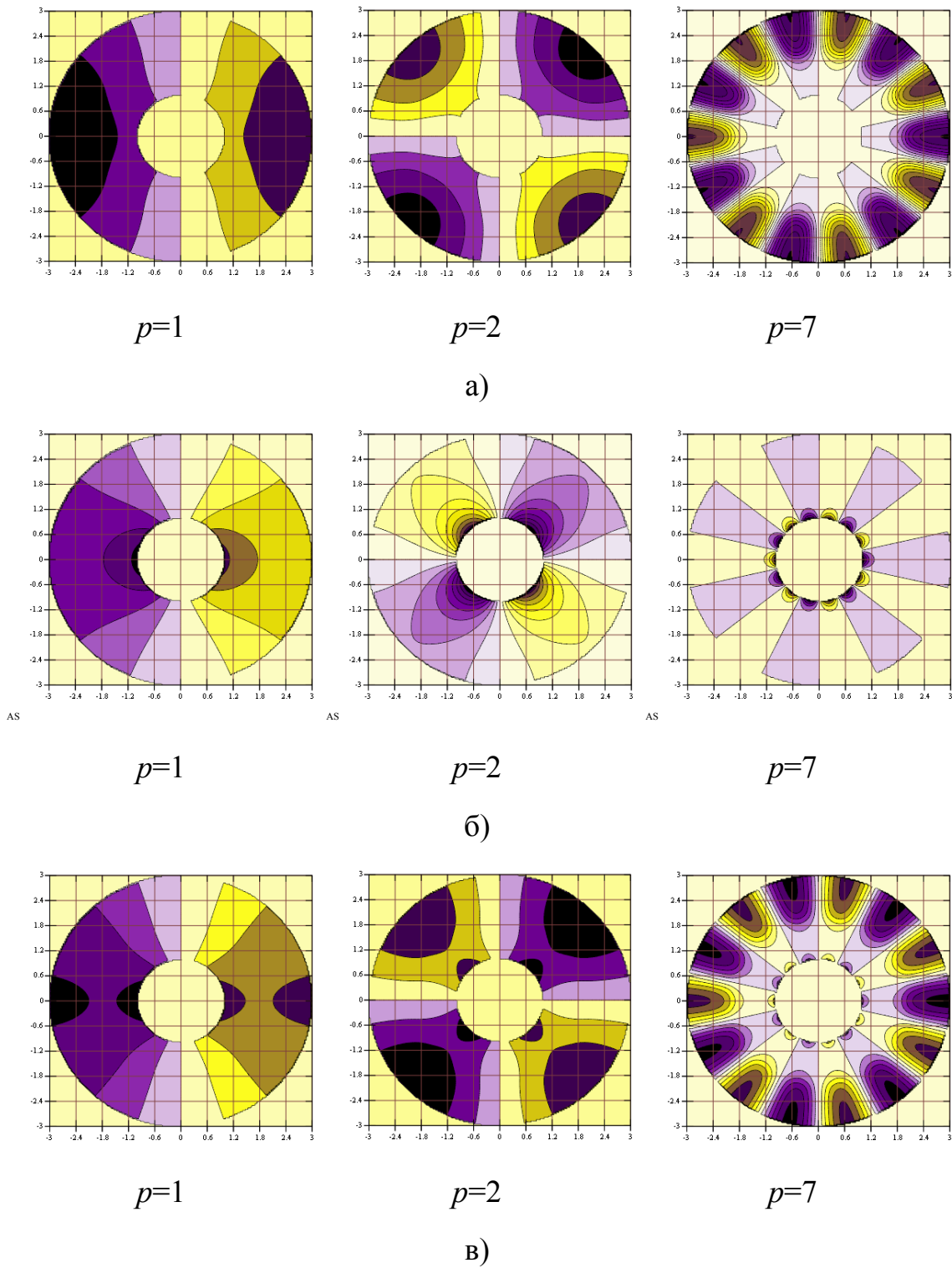


Рисунок 2.6. Магнитные поля в активной зоне машины с ПМ:

а – поля, образованные индуктором, б – поля, образованные токовым слоем якоря,  
в – суммарные магнитные поля

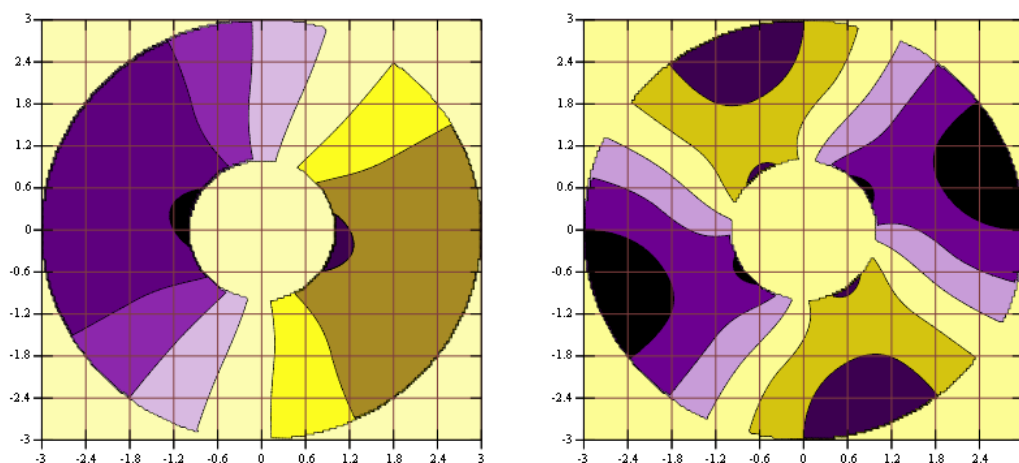


Рисунок 2.7. Картина распределения магнитных полей при угле поворота  $\gamma=30^\circ$ : а – при  $p=1$ ; б – при  $p=2$

### 2.3. Основные параметры неявнополюсной синхронной электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами

Рассматриваемая электрическая машина обращенной конструкции относится к неявнополюсным машинам, поэтому главные индуктивные сопротивления по осям  $d$  и  $q$  совпадают ( $X_{ad}=X_{aq}=X_a$ ) [4]. Важнейшими параметрами машины являются ЭДС холостого хода  $E_0$  и главное индуктивное сопротивление  $X_a$ .

Для определения главного индуктивного сопротивления  $X_a$  найдем энергию магнитного поля в активной зоне машины от токов статора при нулевых значениях намагниченности ПМ ротора ( $M_0=0$ ). (в выражениях для векторного потенциала для а<sub>p</sub>  $M_0=0$ ).

Энергия магнитного поля в активной зоне машины определяется как [15]:

$$W = \frac{1}{2} \int_V J A dV, \quad (2.34)$$

где  $J=J_0 \sin(p\varphi)$ . Тогда:

$$W = \frac{1}{2} L_s R_s \int_0^{2\pi} J_0 \sin(p\phi) A_\delta \Big|_{\rho=R_s} d\phi \quad (2.35)$$

Здесь  $J_0 = \frac{mi_m W_a K_a}{\pi R_s}$  - токовая нагрузка статора,  $L_s$  - активная длина машины.

После интегрирования получаем выражение для энергии магнитного поля в активной зоне машины:

$$W = \frac{1}{2} L_s \frac{m^2 i_m^2 W_a^2 K_a^2 \mu_0}{\pi p} \left( \frac{\bar{R}_1^2 + \bar{R}^2}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2} \right), \quad (2.36)$$

здесь  $\bar{R} = \left( \frac{R_s}{R_r} \right)^p$ ,  $\bar{R}_1 = \left( \frac{R_o}{R_r} \right)^p$ .

Энергия одной фазы  $W_1$  находится как отношение полной энергии к числу фаз ( $W_1 = W/m$ ). Используя соотношения  $W_1 = \frac{LI_c^2}{2}$ ,  $X_a = \omega L$ ,  $I_c = \frac{i_m}{\sqrt{2}}$  - действующее значение тока статора [52, 61], получим выражение для главного индуктивного сопротивления  $X_a$ :

$$X_a = 2\omega L_s \frac{m W_a^2 K_a^2 \mu_0}{\pi p} \left( \frac{\bar{R}_1^2 + \bar{R}^2}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2} \right). \quad (2.37)$$

Действующее значение ЭДС ротора  $E_0$  может быть найдено через поток от постоянных магнитов ротора при нулевых токах статора с помощью следующих соотношений [13, 8]:

$$E_0 = \pi \sqrt{2} K_a W_a f \Phi_m, \quad (2.38)$$

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau L_s B_m, \quad (2.39)$$

$$\tau = \frac{\pi}{p} R_s. \quad (2.40)$$

Здесь:  $\tau$  – полюсное деление,  $B_m$  – амплитудное значение радиальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре на радиусе якоря машины  $\rho=R_s$ .

В воздушном зазоре выражение для максимума магнитной индукции имеет вид [26]:

$$B_m = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_\delta}{\partial \phi} \Big|_{\rho=R_s}, \quad (2.41)$$

$$B_m = \frac{1}{R_s} \frac{R_r M_0 (\bar{R}_1^2 - 1) \bar{R}}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2}. \quad (2.42)$$

Подставляя (2.39) и (2.40) в (2.38) с учетом (2.42) при токе статора  $I=0$ , получим выражение для ЭДС холостого хода:

$$E_0 = \pi 2 \sqrt{2} K_a W_a f L_s \frac{1}{p} \frac{R_r M_0 (\bar{R}_1^2 - 1) \bar{R}}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2} \quad (2.43)$$

На графике рисунка 2.7 приведена зависимость ЭДС холостого хода и главного индуктивного сопротивления трехфазной машины от числа пар полюсов при заданной частоте вращения ротора  $n=1500$  мин<sup>-1</sup>. Зависимость определена для радиуса расточки статора  $R_s=110$  мм при толщине магнитов  $\Delta_m=10$  мм и длине активной зоны машины  $L_s=520$  мм. Число витков фазы якоря принималось постоянным и равным  $W_a=70$ , а магнитный момент ПМ  $M_0=1$  Тл.

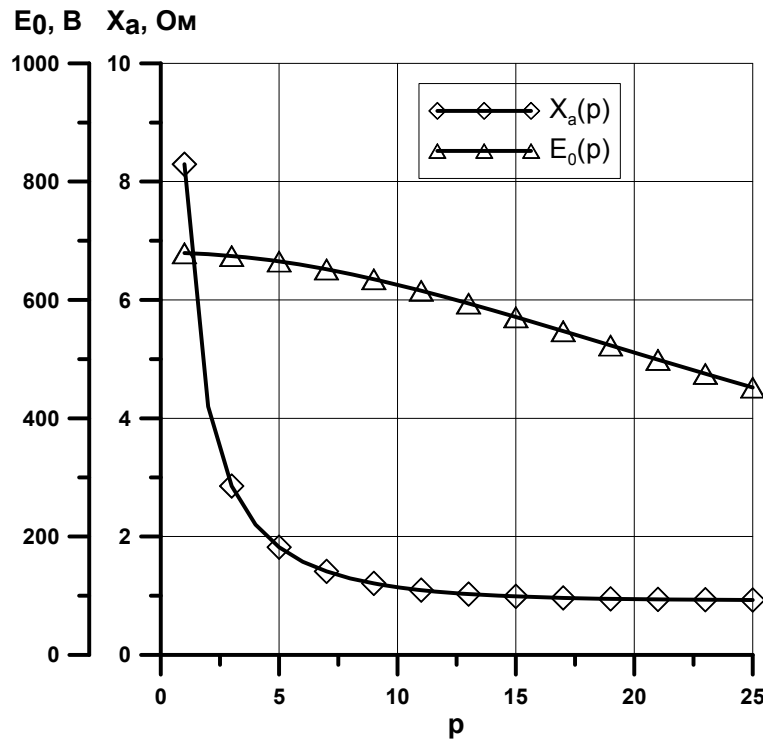


Рисунок 2.7. Зависимость  $E_0$  и  $X_a$  от числа пар полюсов

Из графиков видно, что и  $E_0$ , и  $X_a$  убывают с ростом числа пар полюсов. Это обусловлено увеличением относительного зазора  $\bar{R} = \left( \frac{R_s}{R_r} \right)^p$  с ростом числа пар полюсов и, соответственно, увеличением потока рассеяния.

#### 2.4. Результаты расчета параметров синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами

Одним из преимуществ рассмотренной выше теоретической модели синхронного генератора обращенной конструкции с ПМ является возможность оценки на раннем этапе проектирования требуемого объема ПМ, учитывая число пар полюсов  $p$ , геометрические размеры и металлоемкость изделия.

На рисунке 2.8а показана зависимость максимальной мощности СЭМ в двигательном режиме от относительной толщины магнитов  $Y = \Delta_m / R_r$  при фиксированном диаметре статора. В расчетах были приняты следующие значения параметров:  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=520$  мм,  $p=8$ ,  $f=75$  Гц,  $W_a=70$ .

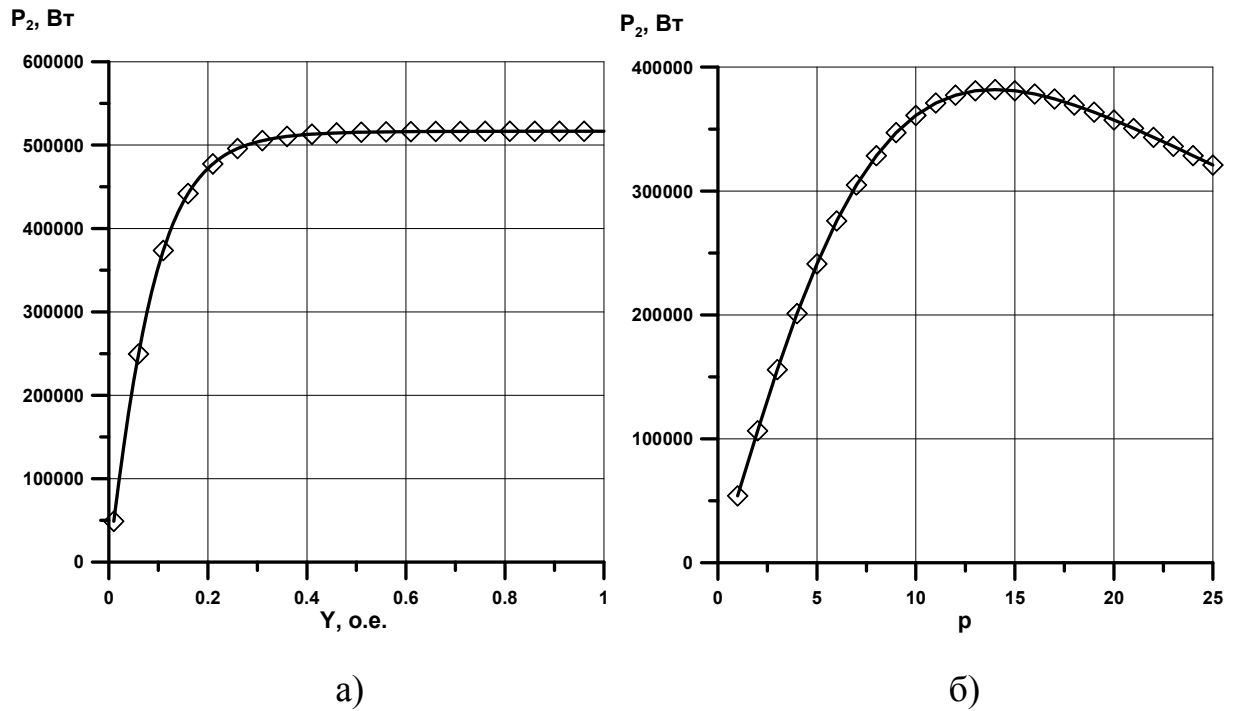


Рисунок 2.8. Зависимость мощности генератора от относительной толщины магнитной оболочки (а) и от числа пар полюсов (б)

Из рисунка 2.8а видно, что при некоторой толщине магнитной оболочки дальнейшее увеличение мощности не происходит. Это позволяет более рационально использовать постоянные магниты и уменьшить расход активных материалов при проектировании машины.

На рисунке 2.8б представлена зависимость максимальной мощности синхронной машины в двигательном режиме от числа пар полюсов при заданной частоте вращения и геометрических размерах активной зоны машины ( $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=52$  мм,  $p=8$ ,  $f=75$  Гц,  $W_a=70$ ). Видно, что мощность генератора с ПМ до определенного предела будет тем выше, чем больше число пар полюсов. Данная зависимость имеет большую практическую ценность, т.к. позволяет для заданных геометрических размеров конкретной машины определить число пар полюсов, при котором возможно получить наибольшую мощность.

На рисунке 2.9 представлена векторная диаграмма синхронной машины с учетом нулевого активного сопротивления при индуктивной нагрузке [10, 16].



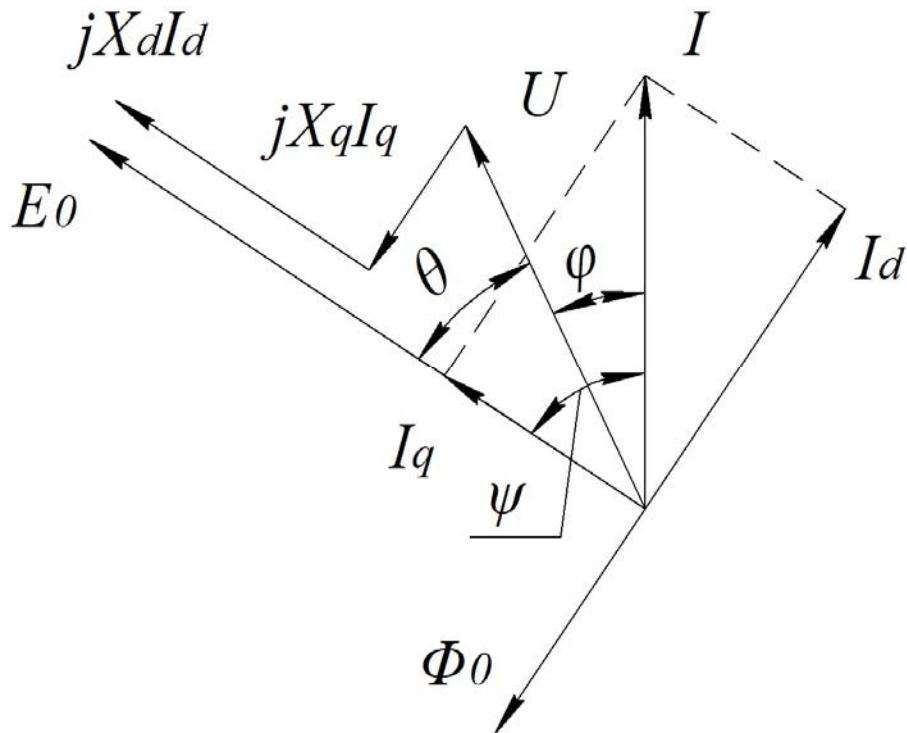


Рисунок 2.9. Векторная диаграмма синхронной машины в двигательном режиме при индуктивной нагрузке

В векторной диаграмме (см. рисунок. 2.9) использованы следующие обозначения изображающих векторов:  $U$ ,  $I$  – действующие значения напряжения и тока фазы статора;  $X_d$ ,  $X_q$  – индуктивные сопротивления по осям  $d$  и  $q$  соответственно. Угол  $\varphi$  – угол между вектором тока и напряжения, угол  $\psi$  – угол между вектором тока и ЭДС, угол  $\theta$  – угол нагрузки между вектором ЭДС и напряжения.

Используя векторную диаграмму (рисунок 2.9), можно получить следующие зависимости для коэффициента мощности  $\cos\varphi$ , тока фазы  $I$  и электромагнитной мощности  $P_2$  в предположении нулевого сопротивления обмотки статора  $R_a=0$  [1]:

$$\cos\varphi(\theta) = \frac{E_0 \sin(\theta)}{\sqrt{(U \cos(\theta) - E_0)^2 + (U \sin(\theta))^2}}, \quad (2.44)$$

$$I(\theta) = \frac{\sqrt{(U \cos(\theta) - E_0)^2 + (U \sin(\theta))^2}}{X_a^2}, \quad (2.45)$$

$$P_2(\theta) = \frac{mUE_0}{X_a} \sin(\theta). \quad (2.46)$$

Используя выражения (2.44)-(2.46), можно построить характеристики машины в двигательном режиме (рисунок 2.10) При этом принималось  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=520$  мм,  $p=1$ ,  $f=75$  Гц,  $W_a=70$ ,  $U=220$  В,  $M_0=1$  Тл.

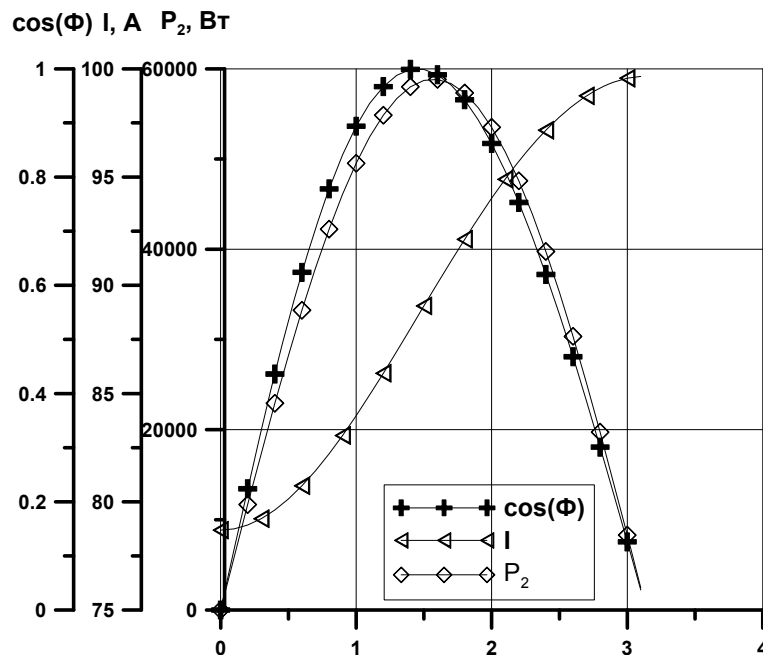


Рисунок 2.10. Угловые характеристики электрической машины обращенной конструкции в двигательном режиме

Из рисунка 2.10 видно, что максимальная мощность достигается при  $\theta=90$ , что характерно для неявнополюсных синхронных машин [34].

На рисунке 2.11 представлена внешняя характеристика СМ в генераторном режиме [6]:

$$U = \sqrt{E_0^2 - (X_a I)^2 \cos(\varphi) - X_a I \sin(\varphi)} \quad (2.47)$$

Здесь:  $\varphi$  – угол нагрузки, который зависит от характера нагрузки:  $\varphi=0$  – для активной нагрузки,  $\varphi<0$  – для емкостной нагрузки,  $\varphi>0$  – для индуктивной нагрузки. График построен для параметров  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=520$  мм,  $p=1$ ,  $f=75$  Гц,  $W_a=70$ ,  $M_0=1$  Тл.

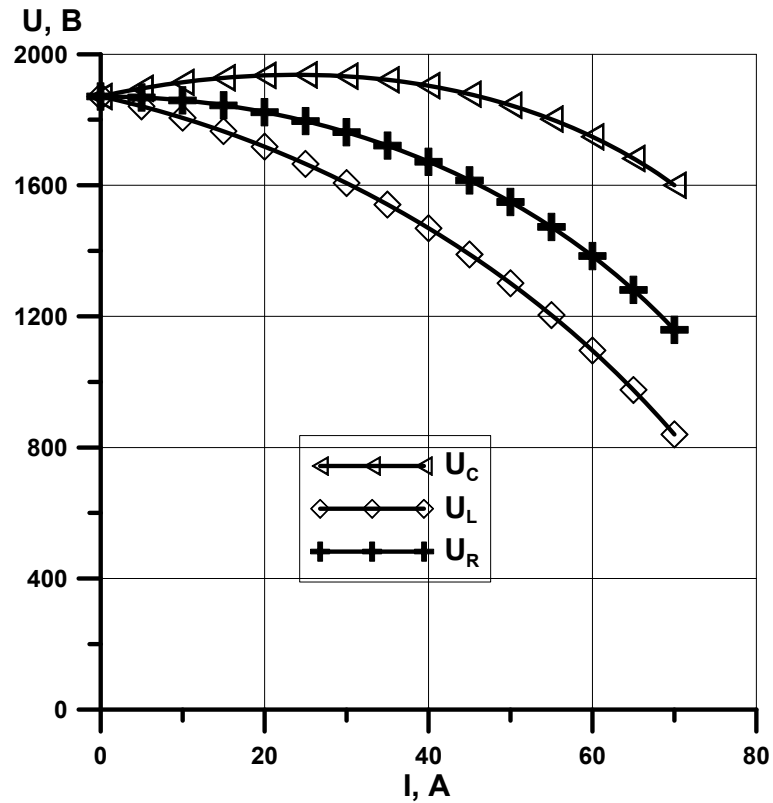


Рисунок 2.11 Внешние характеристики синхронной машины в генераторном режиме

На основе полученных аналитических решений задачи о распределении магнитных полей в активной зоне машины, можно получить внешнюю характеристику машины в генераторном режиме при различном значении коэрцитивной силы  $B_r$  ПМ индуктора. Данная зависимость представлена на рисунке 2.12а и построена для параметров машины При этом принималось  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=52$  мм,  $p=1$ ,  $f=50$  Гц,  $W_a=70$ . Из рисунка 2.12а видно, что увеличение коэрцитивной силы ПМ ротора ведет к увеличению значения выходного напряжения генератора.

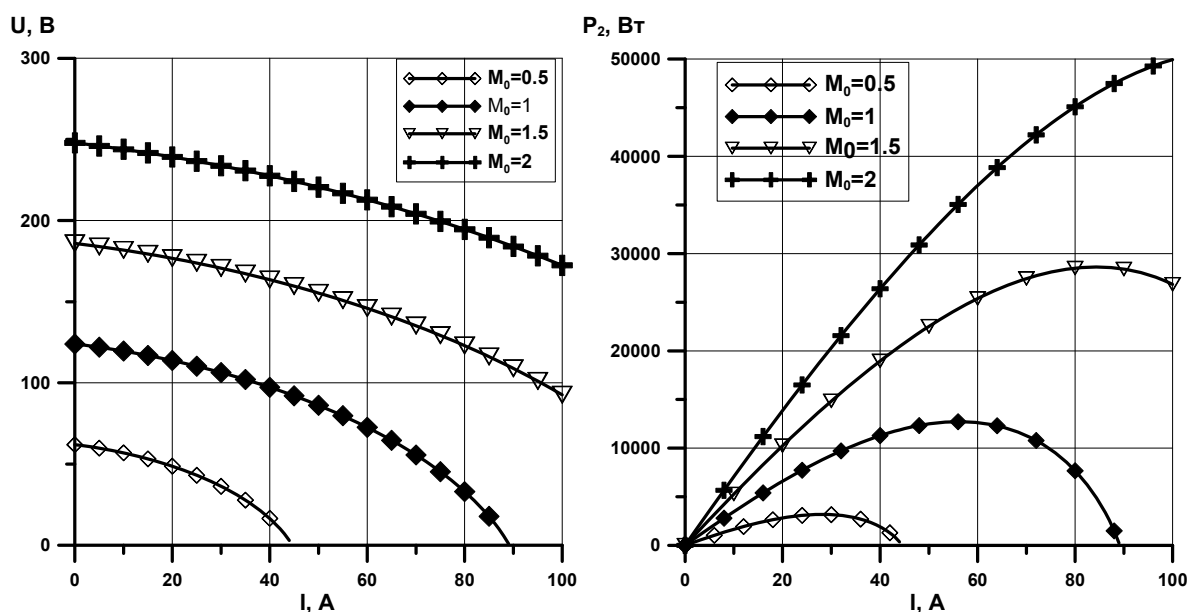


Рисунок 2.12. Характеристики машины в генераторном режиме: а – внешняя характеристика, б – зависимость выходной мощности от тока якоря

На рисунке 2.12б представлена зависимость выходной мощности от тока статора при различной намагниченности  $M_0$  магнитов ротора. Графики построены для машины с параметрами:  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $L_s=52$  мм,  $p=1$ ,  $f=50$  Гц,  $W_a=70$ . Видно, что с увеличением  $M_0$ , и как следствие  $B_r$ , существенно увеличивается мощность машины. Так при увеличении значения  $M_0$  с 0,5 Тл до 2 Тл мощность увеличивается в 5 раз. Остаточная индукция современных высококоэрцетивных постоянных магнитов достигает 1,45 Тл. [71, 85] Дальнейшее увеличение этого показателя возможно только при переходе к использованию криомагнитов. ВТСП криомагнитны представляют собой массивные ВТСП элементы с высокими значениями «вмороженных» магнитных полей (2-4 Тл) [70, 80, 81]. Как видно из рисунка 2.12б, мощность синхронных машин может быть существенно увеличена (в 3 и более раз) при использовании ВТСП криомагнитов (при температуре 65 К).

## 2.5. Методика расчета синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами

По результатам аналитического расчета распределения магнитных полей в активной зоне машины, используя полученные выражения для основных параметров, была составлена методика численного расчета СГ обращенной

конструкции с ПМ. Помимо приведенных в данной главе соотношений в методике проводится определение параметров магнитной цепи якоря, в частности размеров пазов статора, в которые укладывается якорная обмотка. Также определяется необходимое число витков фазы ОЯ, При определении данных параметров использованы известные соотношения, адаптированные для расчета машин обращенной конструкции. Листинг расчета синхронного генератора обращенной конструкции с приведен ниже.

Номинальная электромагнитная мощность

$$P := 1 \cdot \text{kW}$$

Относительное значение расчетной мощности

$$E_0 := 1.1$$

Расчетная мощность

$$P_0 := E_0 \cdot P \quad P_0 = 1.1 \text{ kW}$$

Число пар полюсов

$$p := 6 \quad 2 \cdot p = 12$$

Число фаз

$$m_f := 3$$

Номинальное напряжение фазы

$$U := 57 \cdot \text{V}$$

Номинальная частота вращения

$$n := 450 \cdot \text{min}^{-1}$$

**Константы**

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{henry}}{\text{m}} \quad B_r := 1.1 \cdot \text{T} \quad \phi := \frac{-\pi}{35} \quad \cos(\phi) = 0.996$$

$$J_n := 5 \cdot \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad \text{допустимая плотность тока ОЯ}$$

$$k_y := 1 \quad \text{коэфф. укорочения обмотки} \quad k_p := \text{коэфф. распределения}$$

$$k_{\text{СК}} := 1 \quad \text{коэфф. скоса пазов}$$

$$K_0 := k_y \cdot k_p \cdot k_{\text{СК}} \quad K_0 = 1 \quad \text{обмоточный коэффициент}$$

Коэффициенты амплитуды и формы кривой магнитной

индукции в воздушном зазоре. Выбираются предварительно

$$k_a := 1.41^4$$

$$k_f := 1.15^4$$

**Геометрические размеры задаваемые**

Радиус расточки внутреннего статора

$$R_s := 64 \cdot \text{mm} \quad D_a := 2 \cdot R_s \quad D_a = 128 \text{ mm}$$

Воздушный зазор

$$\delta := 1 \cdot \text{mm}$$

Радиус ротора (внутренний радиус магнитов)

$$R_r := R_s + \delta \quad R_r = 65\text{mm}$$

Толщина ПМ

$$\Delta m := 2.5 \cdot \text{mm}$$

Внешний радиус ПМ (внутренний радиус корпуса)

$$R_o := R_r + \Delta m \quad R_o = 67.5\text{mm}$$

Конструктивные параметры генератора

$$R := \left( \frac{R_s}{R_r} \right)^p \quad R1 := \left( \frac{R_o}{R_r} \right)^p$$

Активная длина машины

$$L_s := 130\text{mm} \quad L_s = 0.13\text{m}$$

Конструктивный коэффициент

$$\lambda := \frac{L_s}{2 \cdot R_s} \quad \lambda = 1.016$$

Электрическая частота

$$f := p \cdot n \quad f = 45\text{Hz}$$

$$\omega := 2p \cdot \pi \cdot n \quad \omega = 282.743\text{Hz}$$

**Вычисляемые константы**

Номинальный ток фазы

$$I_H := \frac{P_0}{U \cdot m_f \cdot \cos(\phi)} \quad I_H = 6.459\text{A}$$

Полюсное деление

$$\tau := \frac{\pi}{p} \cdot R_s \quad \tau = 33.51\text{mm}$$

Коэффициент полюсного перекрытия.

$$\alpha := 0.7$$

Ширина ПМ

$$b_m := \alpha \cdot \tau \quad b_m = 23.457\text{mm}$$

Угол дуги ПМ

$$\gamma := \frac{180 \cdot b_m}{\pi \cdot R_r} \quad \gamma = 20.677$$

Магнитный момент ПМ

$$M_0 := \frac{4}{\pi} \cdot B_r \cdot \sin\left(\frac{\alpha \cdot \pi}{2}\right) \quad M_0 = 1.248\text{T}$$

Число витков фазы ОЯ

```

Wa11 := | IH
        | for Wa1 ∈ 1, 2.. 1000
        |   |
        |   | 
$$x \leftarrow 2\omega \cdot L_S \cdot \frac{m_f \cdot Wa1^2 \cdot Ko^2 \cdot \mu_0}{\pi \cdot p} \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot R^2}{R^2 - R1^2} \right)$$

        |   |
        |   | 
$$E0 \leftarrow \sqrt{\frac{P0^2}{I_H^2 \cdot m_f^2 \cdot \cos(\phi)^2} + 2 \cdot x \cdot \frac{P0}{m_f} \cdot \tan(\phi) + x^2 \cdot I_H^2}$$

        |   |
        |   | 
$$Wa2 \leftarrow \frac{-E0 \cdot p \cdot (R^2 - R1^2) \cdot k_a}{4 \cdot \pi \cdot Ko \cdot f \cdot L_S \cdot M0 \cdot R_f \cdot R \cdot (R1^2 - 1)}$$

        |   | (break) if Wa2 < Wa1
        |   | round(Wa2, 0)
        |   | Wa2
        |   |
        |   | Wa11 ← Wa2
        |   |
        |   | Wa11

```

Wa11 = 114.937

Wa11 := round(Wa11, 0)

Wa11 = 115

Wa11 := 120

Главное индуктивное сопротивление

$$x_a := 2\omega \cdot L_S \cdot \frac{m_f \cdot (Wa11)^2 \cdot Ko^2 \cdot \mu_0}{\pi \cdot p} \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot R^2}{R^2 - R1^2} \right) \quad x_a = 0.685\Omega$$

Линейная нагрузка

$$A_n := \frac{2 \cdot m_f \cdot Wa11 \cdot I_H}{2 \cdot \pi \cdot R_S} \quad A_n = 1.156 \times 10^4 \frac{A}{m}$$

Максимальное значение индукции в зазоре из аналитического расчета, Тл.

$$B_\delta := \frac{-1}{R_S} \cdot \frac{R_r \cdot M0 \cdot (R1^2 - 1) R}{R^2 - R1^2} \quad B_\delta = 0.891T$$

Среднее значение индукции в зазоре из аналитического расчета, Тл.

$$B_{\delta cp} := \frac{B_\delta}{k_a \cdot k_f} \quad B_{\delta cp} = 0.545T$$

Магнитный поток в воздушном зазоре на полюсном делении

$$\Phi := \tau \cdot L_S \cdot B_{\delta cp} \quad \Phi = 2.376 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$



Максимальное значение ЭДС из аналитического расчета

$$E_{cp} := 4 \cdot \Phi \cdot f \cdot K_o \cdot W_{a11} \quad E_{cp} = 51.326V$$

$$E_0 := -4 \cdot \pi \cdot K_o \cdot W_{a11} \cdot f \cdot \frac{1}{p} \cdot L_s \cdot M_0 \cdot R_r \cdot \frac{R \cdot (R_1^2 - 1)}{R^2 - R_1^2} \cdot \frac{1}{(k_a \cdot k_f)} \quad E_0 = 51.326V$$

Среднее значение ЭДС из аналитического расчета

$$E_a := E_{cp} \cdot (k_a \cdot k_f) \quad E_a = 83.824V$$

ЭДС по закону Фарадея от действующего значения формы индукции

$$E_d := k_f \cdot E_{cp} \quad E_d = 59.281V$$

**Параметры обмотки якоря**

Число пазов на полюс и фазу

$$q := 2$$

Число зубцов статора

$$z_s := 2 \cdot m_f \cdot p \cdot q \quad z_s = 72$$

Число параллельных ветвей ОЯ

$$a_1 := 2$$

Расчетная площадь одного эффективного проводника по меди

$$S_{line\_пред} := \frac{I_n}{J_n \cdot a_1} \quad S_{line\_пред} = 0.646mm^2$$

Число проводников в пазу

$$n_{пр} := \frac{W_{a11}}{q \cdot p} \quad n_{пр} = 10$$

По определенному сечению по меди проводника выбираем провод ПЭТ.

$$d_{пр} := 0.93 \cdot mm$$

Фактическое сечение проводника по меди. Должно быть больше расчетного

$$S_{пр} := \frac{\pi \cdot d_{пр}^2}{4} \quad S_{пр} = 0.679mm^2$$

Площадь по меди всех проводников в пазу

$$S_{cu} := S_{пр} \cdot n_{пр} \quad S_{cu} = 6.793mm^2$$

Коэффициент заполнения паза медью (выбирается в зависимости от типа обмотки)

$$k_{Cu} := 0.35$$

Требуемая площадь паза

$$S_{\text{паза}} := \frac{S_{Cu}}{k_{Cu}} \quad S_{\text{паза}} = 19.408 \text{mm}^2$$

Допустимая индукция в зубцах

$$B_z := 2 \cdot T$$

Допустимая индукция в ярме

$$B_a := 1.8 \cdot T$$

Коэффициент заполнения пакета якоря сталью

$$k_c := 0.95$$

Коэффициент вытеснения магнитного потока

$$\gamma_{\phi} := 0.95$$

Зубцовое деление

$$t_z := \frac{\pi \cdot 2 \cdot R_s}{z_s} \quad t_z = 5.585 \text{mm}$$

Минимальная высота спинки якоря

$$h_j := \frac{\Phi}{2 \cdot L_s \cdot k_c \cdot B_a \cdot \gamma_{\phi}} \quad h_j = 5.399 \text{mm}$$

Минимальная ширина зубца

$$b_z := \frac{B_{\delta} \cdot t_z}{B_z \cdot k_c \cdot \gamma_{\phi}} \quad b_z = 2.645 \text{mm}$$

$$b_z := \text{round}\left(\frac{b_z \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad b_z = 2.6 \text{mm}$$

Высота и ширина усика (щели)

$$h_{yc} := 1 \cdot \text{mm} \quad b_{yc} := 1.2 \cdot \text{mm}$$

Высота клина

$$h_{кл} := 1 \text{mm}$$

Максимальная ширина паза

$$b_{п2} := \frac{\pi \cdot (2 \cdot R_s - 2 \cdot h_{yc} - 2 \cdot h_{кл})}{z_s} - b_z \quad b_{п2} := \text{round}\left(\frac{b_{п2} \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad b_{п2} = 2.8 \text{mm}$$

Минимальная ширина паза

$$b_{п1} := \sqrt{b_{п2}^2 - \frac{4 \cdot \pi \cdot S_{\text{паза}}}{z_s}} \quad b_{п1} := \text{round}\left(\frac{b_{п1} \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad b_{п1} = 2.1 \text{mm}$$

Средняя ширина паза

$$b_{п\_ср} := \frac{b_{п1} + b_{п2}}{2} \quad b_{п\_ср} := \text{round}\left(\frac{b_{п\_ср} \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad b_{п\_ср} = 2.5 \text{ mm}$$

Высота паза, занятая проводниками

$$h_{п} := \frac{2 \cdot S_{паза}}{b_{п1} + b_{п2}} \quad h_{п} := \text{round}\left(\frac{h_{п} \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad h_{п} = 7.9 \text{ mm}$$

Полная высота паза

$$h_{п2} := h_{п} + h_{yc} + h_{кл} \quad h_{п2} := \text{round}\left(\frac{h_{п2} \cdot 10}{\text{mm}}\right) \cdot 10^{-1} \cdot \text{mm} \quad h_{п2} = 9.9 \text{ mm}$$

Отношение высоты паза к его ширине, должно быть 1,5-4

$$h_{п\_пров} := \frac{h_{п2}}{b_{п\_ср}} \quad h_{п\_пров} = 3.96$$

Максимальный ток на нагрузке при заданных параметрах паза

и параллельных ветвях

$$I_{оя} := J_n \cdot S_{пр} \cdot a1 \quad I_{оя} = 6.793 \text{ A}$$

Мощность из аналитического расчета

$$U := \sqrt{E_d^2 - (x_a \cdot I_H)^2 \cdot \cos(\phi)^2} - x_a \cdot I_H \cdot \sin(\phi) \quad U = 59.514 \text{ V}$$

$$P2 := I_H \cdot U \cdot m_f \cdot \cos(\phi) \quad P2 = 1.149 \times 10^3 \text{ W}$$

**Расчет на основе численного моделирования**

Значение потока, полученное из ElCut

$$\text{Magnetic flux} \quad \Phi_{QF} := 0.016176 \frac{\text{Wb}}{\text{m}}$$

$$F = 0.016176 \text{ Wb}$$

Значение потока из QF с учетом реальной длины активной зоны

$$\Phi_{QF1} := \Phi_{QF} \cdot L_s \quad \Phi_{QF1} = 2.103 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$

Среднее значение ЭДС из ElCut

$$E_{ср} := 4 \cdot K_o \cdot W_{a11} \cdot f \cdot \Phi_{QF1} \quad E_{ср} = 45.422 \text{ V}$$

Амплитудное значение ЭДС из ElCut

$$E_a := k_a \cdot k_f \cdot E_{ср} \quad E_a = 74.182 \text{ V}$$

Действующее значение ЭДС1, полученное из ElCut

$$E_d := k_f \cdot E_{ср} \quad E_d = 52.463 \text{ V}$$

Значение плотности тока, используемое при численном моделировании в ElCut

$$\rho := \frac{n_{\text{пр}} \cdot I_H}{S_{\text{паза}} \cdot a1} \quad \rho = 1.664 \times 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2} \quad \frac{\rho}{2} = 8.32 \times 10^5 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

Значение потокосцепления из EICut

Flux linkage per one turn  $\Psi_0 := 0.0003581 \frac{\text{Wb}}{\text{m}}$

$$\Psi = 3.3581 \text{e-}4 \text{ Wb}$$

Значение потокосцепления из QF с учетом реальной длины активной зоны

$$\Psi_{0\text{QF}} := \Psi_0 \cdot L_s \quad \Psi_{0\text{QF}} = 4.655 \times 10^{-5} \text{ Wb}$$

Индуктивное сопротивление из EICut

$$X1 := \omega \cdot \frac{2 \cdot W_{a11} \cdot \Psi_{0\text{QF}}}{\sqrt{2} \cdot I_H} \quad X1 = 0.346 \Omega$$

Мощность на осеве численного моделирования

$$U := \sqrt{E_d^2 - (X1 \cdot I_H)^2 \cdot \cos(\phi)^2} - X1 \cdot I_H \cdot \sin(\phi) \quad U = 52.616 \text{ V}$$

$$P2 := I_H \cdot U \cdot \cos(\phi) \quad P2 = 1.015 \times 10^3 \text{ W}$$

## **Выводы**

1. Получено аналитическое решение задачи о распределении двумерных магнитных полей в активной зоне многополюсной синхронной электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами. Полученное аналитическое решение учитывает геометрию активной зоны машины, число пар полюсов, число фаз и параметры магнитов.
2. На основе полученных решений о распределении магнитных полей найдены аналитические выражения для расчета основных параметров синхронных электрических машин обращенной конструкции с ПМ, их зависимость от геометрии ротора, в частности от толщины ПМ, и полюсности машины.
3. На основе полученных аналитических решений построены угловые характеристики синхронных машин обращенной конструкции, которые показывают, что применение ВТСП криомагнитов в роторе позволяет увеличить перегрузочную способность данного класса машин в несколько раз.
4. Проведенные теоретические исследования показали целесообразность увеличения числа пар полюсов синхронной машины обращенной конструкции, а так же высоты ПМ магнитов индуктора до определенного предела, так как это позволяет увеличить мощность машины.
5. На основе теоретических результатов, полученных в главе, разработана методика предварительного расчета основных параметров синхронной машины обращенной конструкции с ПМ.

### **ГЛАВА 3. АНАЛИТИЧЕСКАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА МНОГОПОЛЮСНЫХ СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ОБРАЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ**

В главе 2 были рассмотрены синхронные многополюсные генераторы обращенной конструкции с возбуждением от постоянных магнитов. Несмотря на простоту конструкции, высокий КПД и надежность, такие генераторы обладают существенным недостатком – сложность регулирования. Также магнитоэлектрические машины имеют ограниченный температурный режим работы, т.к. большинство РЗМ ПМ теряют свои свойства при температуре больше  $400^{\circ}\text{C}$ . Кроме того, максимальная мощность возбуждения таких машин ограничена характеристиками ПМ, из которых выполнен индуктор.

В этой связи в данной главе рассмотрены СМ обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением с обмотками как традиционной конструкции, так и на основе высокотемпературных сверхпроводящих (ВТСП) проводов. Наличие обмотки возбуждения позволяет осуществлять глубокое регулирование, а токонесущие способности современных ВТСП проводов позволяют создать МДС обмотки возбуждения, превосходящую ПМ.

Синхронные ЭМП обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением имеют перспективные области применения в ветроэнергетике, малой и средней гидроэнергетике, специальной и военной технике. Несмотря на важность, вопросы расчета и проектирования СЭМ обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением в литературе рассмотрены недостаточно полно. Менее всего освещен вопрос расчета и проектирования сверхпроводниковых синхронных машин такого типа.

В данной главе представлена аналитическая методика расчета распределения двумерных магнитных полей и основных параметров синхронного генератора обращенной конструкции с электромагнитным

возбуждением. Приведено сравнение СМ с ПМ и электромагнитным возбуждением. Показано, что применение ВТСП ОВ в индукторе позволяет существенно улучшить массогабаритные параметры СМ обращенной конструкции.

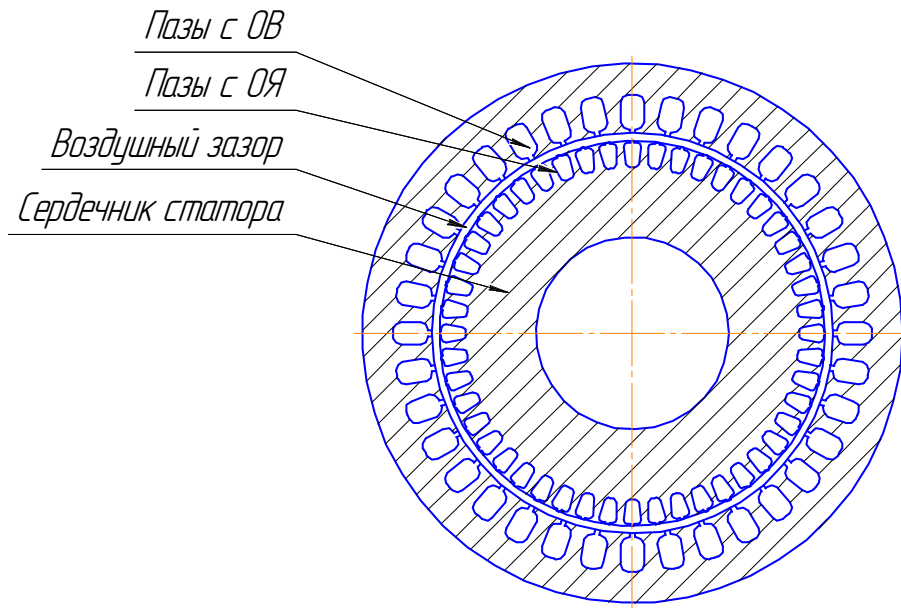
### 3.1 Постановка задачи расчета двумерных магнитных полей в синхронной машине обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением

Схема неявнополюсной многополюсной синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением представлена на рисунке 3.1а. При постановке задачи расчета двумерных магнитных полей принимаются следующие основные допущения:

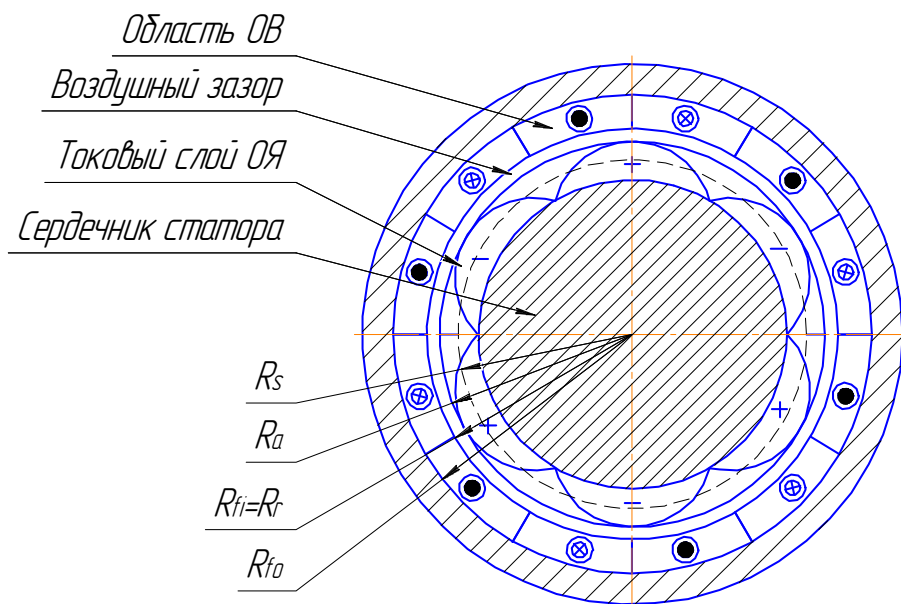
- сердечник статора считается ненасыщенным,  $\mu_c \rightarrow \infty$ ;
- сердечник ротора машины считается ненасыщенным,  $\mu_u \rightarrow \infty$ ;
- используется приближение активной зоны обмотки статора эквивалентным токовым слоем, расположенным на радиусе  $R_a$  с линейной плотностью тока  $J_0$ , синусоидально распределенной по угловой координате  $\varphi$  (аналогично постановки задачи главы 2);
- машина считается достаточно длинной,  $\tau/L_s \ll 1$  (здесь  $\tau$  – полюсное деление,  $L_s$  – активная длина СТ);
- обмотка возбуждения заменяется кольцевой зоной с равномерно распределенной знакопеременной плотностью тока (см.рисунок 3.1б).

Расчетная схема генератора представлена на рисунке 3.1б.





а)



б)

Рисунок 3.1 Конструктивная (а) и расчетная (б) схема синхронного генератора  
обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением

В расчетах принимается, что обмотка возбуждения расположена на вращающемся роторе и имеет вид кольцевого цилиндра, разделенного по окружности на участки с разными направлениями токов по числу пар полюсов, с равномерно распределенной плотностью тока. Учет воздушных промежутков

между обмотками полюсов можно произвести введением соответствующей ступенчатой функции распределения плотности тока в обмотке возбуждения [31].

В установившемся режиме в синхронной электрической машине магнитные поля описываются уравнениями магнитостатики [29]:

$$\operatorname{div} B = 0, \operatorname{rot} H = J, \quad (3.1)$$

с граничными условиями на поверхности раздела сред с различными магнитными проницаемостями:

$$[B_n] = 0, \quad \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_i}{\partial \phi} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_j}{\partial \phi}, \quad (3.2)$$

$$[H_\tau] = 0, \quad -\frac{1}{\mu_0 \mu_i} \frac{\partial A_i}{\partial \rho} = -\frac{1}{\mu_0 \mu_j} \frac{\partial A_j}{\partial \rho}. \quad (3.3)$$

Здесь  $A$  – векторный магнитный потенциал,  $B = \operatorname{rot}(A)$ ;  $i, j$  – индексы векторного магнитного потенциала по разные стороны границы раздела сред.

Соотношения (3.1) для стационарных двумерных магнитных полей сводятся к уравнению Пуассона относительно векторного магнитного потенциала  $A$  [37]:

$$\Delta A = \mu_0 \Pi + \mu_0 J_0 \sin(p\phi) \delta(\rho - R_a), \quad (3.4)$$

где  $J$  – плотность тока в обмотке возбуждения;  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума,  $\delta(\rho - R_a)$  – дельта функция;  $\Pi$  – ступенчатая функция, учитывающая влияние воздушных промежутков между обмотками полюсов возбуждения;

$J_0 = \frac{m i_m W_a K_a}{\pi R_a}$  – линейная плотность тока,  $W_a$  – число витков фазы ОЯ,  $i_m$  –

амплитудное значение тока статора,  $K_a$  – обмоточный коэффициент.

Для векторного магнитного потенциала  $A$ , в силу принципа суперпозиции, распределение магнитных полей в активной зоне машины может быть представлено как:

$$A = A_s + A_r. \quad (3.5)$$

Здесь:  $A_s$  – решение от токового слоя статора,  $A_r$  – решение от токов ротора. При этом  $A_s$  и  $A_r$  удовлетворяют граничным условиям (3.2)-(3.3).

Таким образом, при расчете магнитного поля в активной зоне генератора можно выделить следующие области, отличающиеся электрическими и магнитными свойствами (используется полярная система координат):

1.  $0 \leq \rho \leq R_s$  — сердечник статора генератора ( $\mu \rightarrow \infty$ );
2.  $R_s \leq \rho \leq R_{fi}$  — область воздушного зазора ( $\mu = 1$ );
3.  $R_{fi} \leq \rho \leq R_{fo}$  – область, занятая ВТСП обмоткой индуктора ( $\mu = 1$ );
4.  $R_{fo} \leq \rho$  – внешняя область (ядро) ротора ( $\mu \rightarrow \infty$ ).

При необходимости поправка на параметры генератора за счет конечного размера зубцовой зоны, магнитопровода статора и ротора может быть найдена по теории магнитных цепей [5].

### **3.2 Аналитическое решение задачи расчета двумерных магнитных полей в активной зоне неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением**

#### **3.2.1 Решение о распределении магнитных полей от токов индуктора**

Решение уравнения (3.4) для векторного магнитного потенциала от токов индуктора, удовлетворяющее граничным условиям (3.2)-(3.3), в различных областях машины имеет вид:

- в области ОБ ( $R_{fi} < r < R_{fo}$ ) [31]:

$$A_f = \frac{2\mu_0 w_f i_f k_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{np(np+2)} \times$$

$$\times \sum_{n=1,3,5} \left\{ \left[ \left( \frac{R_{fo}}{\rho} \right)^{-np+2} \frac{2+np}{2-np} - \left( \frac{R_{fi}}{\rho} \right)^{np+2} - \frac{2np}{2-np} \right] \rho^2 + \frac{\rho^{np}}{R_{fo}^{2np}} (R_{fo}^{np+2} - R_{fi}^{np+2}) \right\} \sin(np\varphi) +$$

$$+ (e_1 \sin(np\varphi) + e_2 \cos(np\varphi)) \rho^{np} + (e_3 \sin(np\varphi) + e_4 \cos(np\varphi)) \rho^{-np}, \quad (3.6)$$

где  $w_f$  – полное число витков всей ОБ;  $k_f$  – обмоточный коэффициент ОБ;  $p$  – число пар полюсов,  $i_f$  – ток возбуждения;  $n$  – порядковый номер гармонической составляющей;  $R_{fi}$  – внутренний радиус ОБ;  $R_{fo}$  – внешний радиус ОБ;  $e_1, e_2, e_3, e_4$  – константы, определяемые из граничных условий.

Для первой гармоники ряда,  $n=1$ , выражение для векторного магнитного потенциала в области ОБ будет иметь вид при  $p \neq 2$  [31]:

$$A_f = \frac{2\mu_0 w_f i_f k_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{p(p+2)} \times$$

$$\times \left\{ \left[ \left( \frac{R_{fo}}{\rho} \right)^{-p+2} \frac{2+p}{2-p} - \left( \frac{R_{fi}}{\rho} \right)^{p+2} - \frac{2p}{2-p} \right] \rho^2 + \frac{\rho^p}{R_{fo}^{2p}} (R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}) \right\} \sin(p\varphi) +$$

$$+ (e_1 \sin(p\varphi) + e_2 \cos(p\varphi)) \rho^p + (e_3 \sin(p\varphi) + e_4 \cos(p\varphi)) \rho^{-p}. \quad (3.7)$$

Для первой гармоники ряда,  $n=1$ , выражение для векторного магнитного потенциала в области ОБ будет иметь вид при  $p=2$  [31]:

$$A_f = \frac{\mu_0 w_f i_f k_f}{4\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \times \left\{ \left[ 4 \ln \left( \frac{R_{fo}}{\rho} \right) - \left( \frac{R_{fi}}{\rho} \right)^4 + 1 \right] \rho^2 + \frac{\rho^2}{R_{fo}^4} (R_{fo}^4 - R_{fi}^4) \right\} \sin(2\varphi) +$$

$$+ (e_1 \sin(p\varphi) + e_2 \cos(p\varphi)) \rho^p + (e_3 \sin(p\varphi) + e_4 \cos(p\varphi)) \rho^{-p},$$

- в области воздушного зазора ( $R_s < r < R_{fi}$ ) [31]:

$$\begin{aligned}
A_{\delta r} = & \frac{2\mu_0 w_f i_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{np} \times \\
& \times \sum_{n=1,3,5} \left( \frac{R_{fo}^{-np+2} - R_{fi}^{-np+2}}{2 - np} + \frac{1}{R_{fo}^{2np}} \frac{R_{fo}^{np+2} - R_{fi}^{np+2}}{2 + np} \right) \rho^{np} \sin(np\varphi) + \\
& + (f_1 \sin(np\varphi) + f_2 \cos(np\varphi)) \rho^{np} + (f_3 \sin(np\varphi) + f_4 \cos(np\varphi)) \rho^{-np},
\end{aligned} \tag{3.8}$$

где  $f_1, f_2, f_3, f_4$  – константы, определяемые из граничных условий.

Выражение для векторного магнитного потенциала для первой гармоники ряда,  $n=1$ , для  $p \neq 2$  в области воздушного зазора будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
A_{\delta r} = & \frac{2\mu_0 w_f i_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{p} \times \\
& \times \left( \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{2 - p} + \frac{1}{R_{fo}^{2p}} \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{2 + p} \right) \rho^p \sin(p\varphi) + \\
& + (f_1 \sin(p\varphi) + f_2 \cos(p\varphi)) \rho^p + (f_3 \sin(p\varphi) + f_4 \cos(p\varphi)) \rho^{-p}.
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Выражение для векторного магнитного потенциала для первой гармоники ряда,  $n=1$ , для  $p=2$  в области воздушного зазора будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
A_{\delta r} = & \frac{2\mu_0 w_f i_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{p} \times \\
& \times \left( \ln \frac{R_{fo}}{R_{fi}} + \frac{1}{R_{fo}^4} \frac{R_{fo}^4 - R_{fi}^4}{4} \right) \rho^2 \sin(2\varphi) + \\
& + (f_1 \sin(p\varphi) + f_2 \cos(p\varphi)) \rho^p + (f_3 \sin(p\varphi) + f_4 \cos(p\varphi)) \rho^{-p}.
\end{aligned}$$

Так как, что в данной работе рассматриваются многополюсные синхронные машины, в дальнейшем, с учетом  $p > 2$ , при расчетах используются соотношения (3.7), (3.9).

Подставляя выражения (3.7), (3.9) для векторного магнитного потенциала в граничные условия (3.2) – (3.3), после некоторых преобразований, можно

получить систему линейных алгебраических уравнений для определения констант  $e_1, e_2, e_3, e_4, f_1, f_2, f_3, f_4$ :

$$e_1 - e_3 R_{fo}^{-2p} = 0, \quad (3.10)$$

$$e_2 - e_4 R_{fo}^{-2p} = 0, \quad (3.11)$$

$$GR + f_1 + f_3 R_{fi}^{-2p} - \frac{G}{p+2} \left\{ R_1 R_{fi}^{2-p} \frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{-p+2} R_2 \right\} - e_1 - e_3 R_{fi}^{-2p} = 0, \quad (3.12)$$

$$-f_2 - f_4 R_{fi}^{-2p} + e_2 + e_4 R_{fi}^{-2p} = 0, \quad (3.13)$$

$$GR + f_1 - f_3 R_{fi}^{-2p} - \frac{G}{p+2} \left\{ R_1 R_{fi}^{2-p} \frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{-p+2} R_2 \right\} - e_1 + e_3 R_{fi}^{-2p} = 0, \quad (3.14)$$

$$f_2 - f_4 R_{fi}^{-2p} - e_2 + e_4 R_{fi}^{-2p} = 0, \quad (3.15)$$

$$GR + f_1 - f_3 R_s^{-2p} = 0, \quad (3.16)$$

$$f_2 - f_4 R_s^{-2p} = 0. \quad (3.17)$$

Здесь  $G, R, R_1, R_2$  – параметры, определяемые соотношениями:

$$G = \frac{2\mu_0 W_f i_f k_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2) p}, \quad R = \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{2-p} + \frac{1}{R_{fo}^{2p}} \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{2+p}, \quad R_1 = \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{R_{fi}^{-p+2}}$$

$$R_2 = \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{R_{fo}^{p+2}}.$$

Решая систему (3.10) – (3.17), можно получить явный вид констант ( $e_1, e_2, e_3, e_4, f_1, f_2, f_3, f_4$ ):

$$e_1 = \frac{GR_s^{2p}(R_1R_{fi}^{2-p}\frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{2-p}R_2)}{(R_{fo}^{2p} - R_s^{2p})(2+p)}, \quad e_3 = \frac{GR_s^{2p}(R_{fo}^{2p}R_1R_{fi}^{2-p}\frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{p+2}R_2)}{(R_{fo}^{2p} - R_s^{2p})(2+p)},$$

$$f_1 = \frac{G(-R_{fo}^{2p}R(2+p) + R_s^{2p}R(2+p) + R_{fo}^{2p}R_1R_{fi}^{2-p}\frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{p+2}R_2)}{(R_{fo}^{2p} - R_s^{2p})(2+p)},$$

$$f_3 = \frac{GR_s^{2p}(R_{fo}^{2p}R_1R_{fi}^{2-p}\frac{2+p}{2-p} + R_{fo}^{p+2}R_2)}{(R_{fo}^{2p} - R_s^{2p})(2+p)}, \quad e_2=e_4=f_2=f_4=0.$$

### 3.2.2 Решения о распределении магнитных полей от токов якоря

Распределение магнитных полей от токов якоря описывается уравнением (3.4) при нулевых токах обмотки возбуждения [35]:

$$\Delta A = \mu_0 J_0 \sin(p\phi) \delta(\rho - R_a), \quad (3.18)$$

где  $R_a$  – радиус, на котором расположен эквивалентный токовый слой якоря;  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума;  $J_0 = \frac{mi_m W_a K_a}{\pi R_a}$  – линейная плотность тока,  $W_a$  – число витков фазы ОЯ,  $i_m$  – амплитудное значение тока якоря,  $K_a$  – обмоточный коэффициент.

Решение уравнения (3.18) для векторного магнитного потенциала для первой гармоники ряда Фурье в различных областях машины при рассмотрении полей от токового слоя обмотки якоря может быть записано аналогично рассмотренному в главе 2 [35, 37]:

1. В области воздушного зазора ( $R_s \leq \rho \leq R_{fi}$ ):

$$A_{s\delta} = \frac{\mu_0 mi_m W_a K_a}{2p\pi} \left\{ \left[ \left( \frac{\rho}{R_s} \right)^{-p} + a_p \rho^p + a_p \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} + \frac{R_s^p}{\rho^p} \right] \sin(p\phi) + \left[ + c_p \left( \rho^p + \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} \right) \cos(p\phi) \right] \right\}. \quad (3.19)$$

Здесь:  $i_m$  – амплитудное значение тока фазы ОЯ;  $m$  – число фаз;  $W_a$  – число витков фазы якоря;  $K_a$  – обмоточный коэффициент ОЯ;  $a_p, c_p$  – неизвестные константы, которые необходимо определить из граничных условий;

2. В области обмотки возбуждения ( $R_{fi} \leq \rho \leq R_{fo}$ ):

$$A_{sf} = (t_1 \sin(p\varphi) + t_2 \cos(p\varphi))\rho^p + (t_3 \sin(p\varphi) + t_4 \cos(p\varphi))\rho^{-p}, \quad (3.20)$$

где  $t_1, t_2, t_3, t_4$  – неизвестные константы, получаемые из граничных условий.

Подставляя выражения (3.19)-(3.20) для векторного магнитного потенциала в граничные условия (3.2) – (3.3), можно получить систему линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных констант  $a_p, c_p, t_1, t_2, t_3, t_4$ . Решая полученную систему уравнений, после несложных преобразований можно записать явный вид неизвестных констант:

$$a_p = \frac{2R_s^p}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}}, \quad t_1 = \frac{2D_f R_s^p}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}}, \quad t_3 = \frac{2D_f R_s^p R_{fo}^{2p}}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}}, \quad c_p = t_2 = t_4 = 0,$$

$$\text{где } D_f = \frac{\mu_0 K_a m i_m W_a}{2p\pi}.$$

### 3.2.3 Суперпозиция двухмерных магнитных полей в активной зоне синхронной машины от токов обмотки возбуждения и обмотки якоря

Подставляя полученные ранее аналитические выражения для векторного магнитного потенциала от токов ОВ (3.7), (3.9) и ОЯ (3.19)-(3.20) для соответствующих областей в выражение (3.5), получим аналитический вид векторного магнитного потенциала в активной зоне СГ от токов ОЯ и ОВ:

$$A = \begin{cases} A_{sf}(\rho, \varphi) + A_f(\rho, \varphi + \gamma) n p i R_s < \rho < R_r \\ A_{s\delta}(\rho, \varphi) + A_{\delta r}(\rho, \varphi + \gamma) n p i R_r < \rho < R_{fo} \end{cases}$$



где  $\gamma$  – угол поворота магнитных полюсов ротора относительно магнитных полюсов статора, определяемый аналогично п. 2.1.;  $A_{sf}$ ,  $A_f$ ,  $A_{s\delta}$ ,  $A_{\delta r}$  определяются соотношениями:

$$A_{sf} = (t_1 \sin(p\varphi) + t_2 \cos(p\varphi))\rho^p + (t_3 \sin(p\varphi) + t_4 \cos(p\varphi))\rho^{-p},$$

$$A_f = \frac{2\mu_0 w_f i_f k_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2) p(p+2)} \cdot \left\{ \left[ \left( \frac{R_{fo}}{\rho} \right)^{-p+2} \frac{2+p}{2-p} - \left( \frac{R_{fi}}{\rho} \right)^{p+2} - \frac{2p}{2-p} \right] \rho^2 + \frac{\rho^p}{R_{fo}^{2p}} (R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}) \right\} \sin(p\varphi) +$$

$$+ (e_1 \sin(p\varphi) + e_2 \cos(p\varphi))\rho^p + (e_3 \sin(p\varphi) + e_4 \cos(p\varphi))\rho^{-p},$$

$$A_{s\delta} = \frac{\mu_0 m_i W_a K_a}{2p\pi} \left\{ \left[ \left( \frac{\rho}{R_s} \right)^{-p} + a_p \rho^p + a_p \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} + \frac{R_s^p}{\rho^p} \right] \sin(p\varphi) + \right.$$

$$\left. + c_p \left( \rho^p + \frac{R_s^{2p}}{\rho^p} \right) \cos(p\varphi) \right\},$$

$$A_{\delta r} = \frac{2\mu_0 w_f i_f k_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2) p} \cdot \left( \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{2-p} + \frac{1}{R_{fo}^{2p}} \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{2+p} \right) \rho^p \sin(p\varphi) +$$

$$+ (f_1 \sin(p\varphi) + f_2 \cos(p\varphi))\rho^p + (f_3 \sin(p\varphi) + f_4 \cos(p\varphi))\rho^{-p}$$

Используя полученные аналитические соотношения, были построены картины распределения магнитных полей в активной зоне машины. На рисунок 3.2 представлены примеры распределений полей, образованных токами индуктора и токовым слоем якоря. Из рисунка 3.2 видно, что при большом числе пар полюсов распределение становится существенно неоднородно, сосредоточено в области воздушного зазора и затухает вне его.

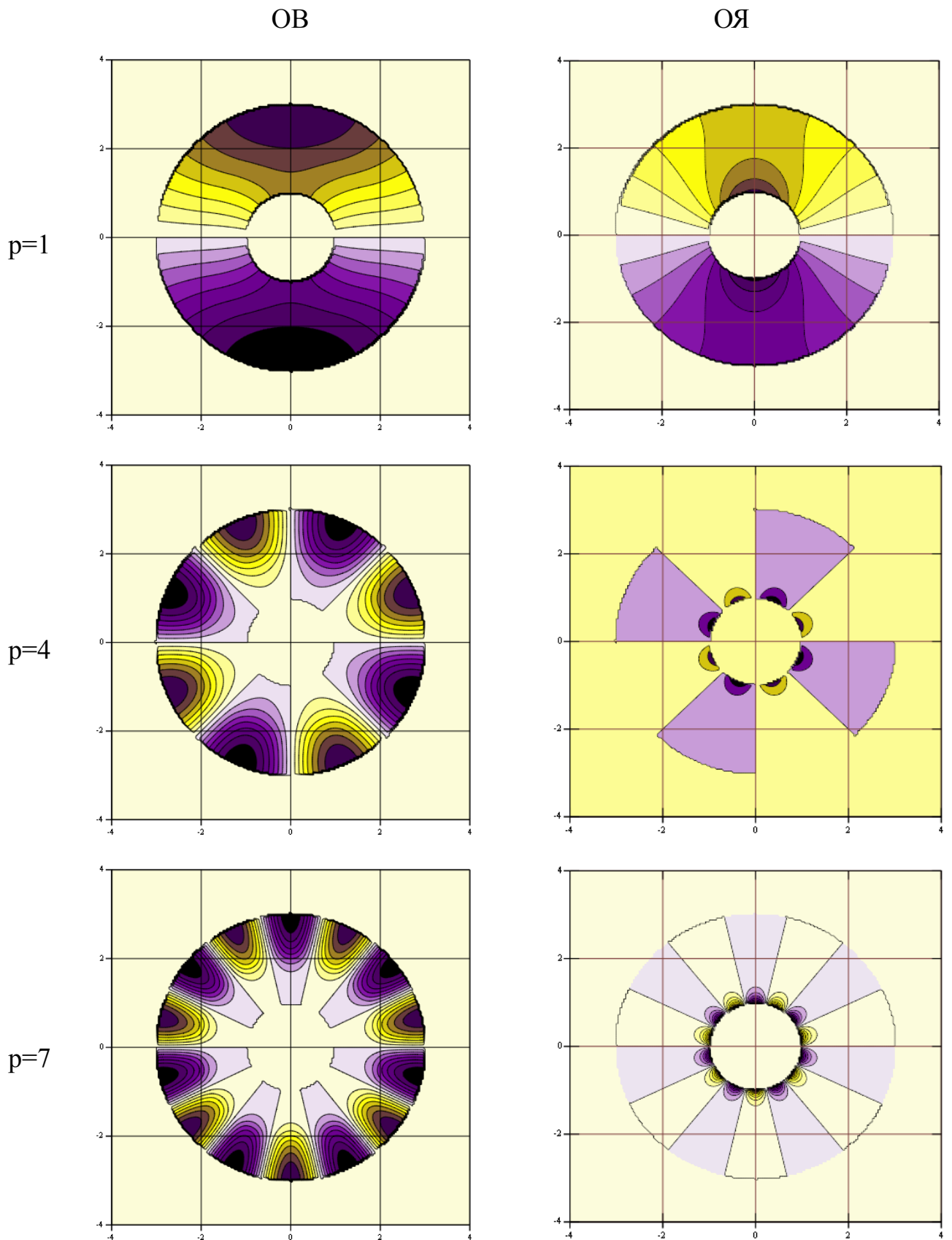


Рисунок 3.2 Магнитные поля в активной зоне машины, образованные токами индуктора и токами якоря

В рассматриваемой постановке задачи распределение магнитных полей в активной зоне генератора находится по принципу суперпозиции полей, образованных токами индуктора и токовым слоем якоря. На рисунке 3.3 показан пример распределения суммарных магнитных полей при различном числе пар полюсов и угле поворота ротора относительно статора  $\gamma$ , что соответствует различному углу нагрузки  $\theta$ . Для суммарных магнитных полей в картину распределения вносит изменение поворот ротора относительно статора, т.е. ненулевой угол  $\gamma$ : на холостом ходу, когда  $\gamma=0$ , распределение симметрично относительно полюсов; при наличии нагрузки (рисунок 3.3б), т.е. при  $\gamma \neq 0$ , появляются тангенциальные составляющие магнитной индукции.

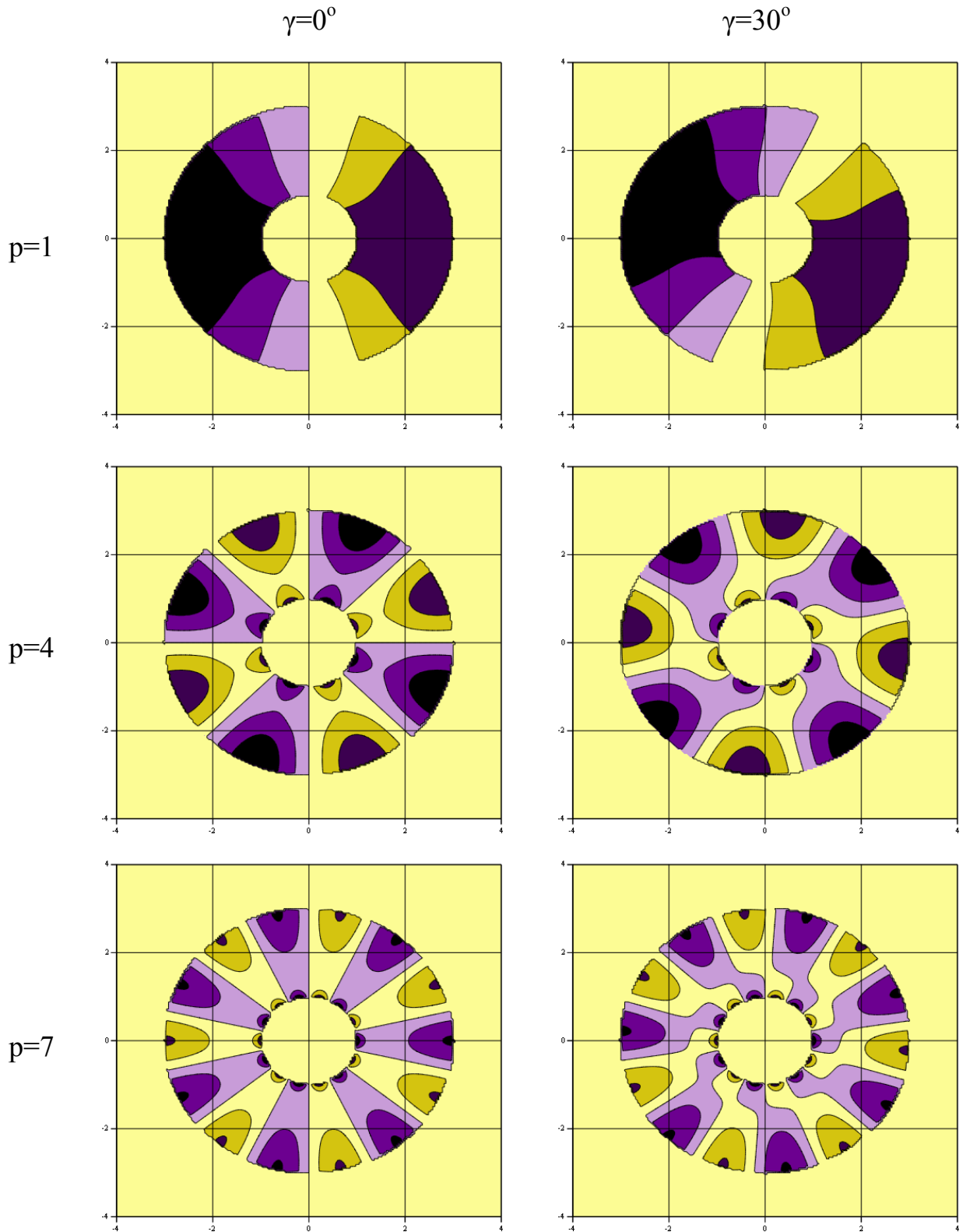


Рисунок 3.3 Распределение магнитных полей в активной зоне машины от токов статора и ротора при  $\gamma=0^\circ$  и при  $\gamma=30^\circ$

### 3.3 Основные параметры неявнополюсной синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением

В данной главе рассматривается неявнополюсный синхронный генератор с электромагнитным возбуждением. В силу неявнополюсности машины, главные индуктивные сопротивления по осям  $d$  и  $q$  будут равны ( $X_{ad}=X_{aq}=X_a$ ) [13]. Основными параметрами машины для проведения оценочных расчетов являются ЭДС холостого хода ( $E_0$ ) и главное индуктивное сопротивление ( $X_a$ ).

Расчет главного индуктивного сопротивления и ЭДС холостого хода проводится по аналогии с расчетом выходных параметров машины с ПМ, который подробно рассмотрен в главе 2. Выражение для энергии магнитного поля в активной зоне электрической машины в явном виде может быть записано как:

$$W = \frac{L_s i_m^2 W_a^2 K_a^2 \mu_0 m}{p \pi} \left( \frac{R_{fo}^{2p} + R_s^p}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}} \right). \quad (3.21)$$

Энергия одной фазы  $W_1$  находится как отношение полной энергии к числу фаз ( $W_1 = W/m$ ). Используя соотношения  $W_1 = LI_c^2/2$ ,  $X_a = \omega L$ , где  $I_c = i_m/\sqrt{2}$  - действующее значение тока статора [13], получим выражение для главного индуктивного сопротивления  $X_a$ :

$$X_a = 4f \frac{L_s W_a^2 K_a^2 \mu_0 m}{p} \left( \frac{R_{fo}^{2p} + R_s^{2p}}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}} \right). \quad (3.22)$$

Значение ЭДС холостого хода может быть определено через магнитный поток полюса индуктора по соотношениям, аналогичным приведенным в главе 2. Для этого необходимо определить максимальное значение радиальной составляющей магнитной индукции в зазоре:

$$B_m = GR_s^{p-1} p \frac{1}{2+p} \frac{2R_{fo}^{2p}}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}} \left( \frac{2+p}{2-p} R_{fi}^{-p+2} R_1 + R_{fo}^{-p+2} R_2 \right). \quad (3.23)$$

В явном виде выражение для ЭДС холостого хода синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением запишется как:

$$E_0 = 2\pi\sqrt{2}K_a W_a f L_s G R_s^p \frac{1}{2+p} \frac{2R_{fo}^{2p}}{R_{fo}^{2p} - R_s^{2p}} \left( \frac{2+p}{2-p} R_{fi}^{-p+2} R_1 + R_{fo}^{-p+2} R_2 \right). \quad (3.24)$$

где  $R_s$ ,  $R_{fo}$ ,  $R_{fi}$  – размеры активной зоны генератора (см. рисунок 3.1б);  $K_a$  – обмоточный коэффициент обмотки якоря;  $W_a$  – число витков фазы обмотки якоря;  $f$  – электрическая частота;  $L_s$  – активная длина машины;  $p$  – число пар полюсов;  $G$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  – параметры, определяемые соотношениями:  $G = \frac{2\mu_0 w_f i_f}{\pi(R_{fo}^2 - R_{fi}^2)} \frac{k_f}{p}$ ,

$$R_1 = \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{R_{fi}^{-p+2}} \quad R_2 = \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{R_{fo}^{p+2}}; \quad k_f - \text{обмоточный коэффициент ОВ}; \quad i_f - \text{ток}$$

ОВ;  $w_f$  – полное число витков всей ОВ.

На основе выражений (3.22)-(3.24) были построены зависимости ЭДС и  $X_a$  от числа пар полюсов (рисунок 3.4). В расчетах принималось: радиус статора  $R_s=110$  мм, внутренний радиус ОВ  $R_{fi}=113$ мм, внешний радиус ОВ  $R_{fo}=123$ мм, число витков ОВ  $w_f=200$ , ток ОВ  $i_f=100$  А, активная длина машины  $L_s=520$  мм, обмоточный коэффициент ОВ  $k_f=0.97$ , обмоточный коэффициент обмотки якоря  $k_a=0.98$ , число витков обмотки якоря  $W_a=70$ , частота вращения ротора  $n=1500$  мин<sup>-1</sup>. Видно, что при заданной мощности и габаритах машины с увеличением числа пар полюсов при постоянной частоте вращения ротора, ЭДС и  $X_a$  убывают, что обусловлено увеличенным потоком рассеяния многополюсных машин.

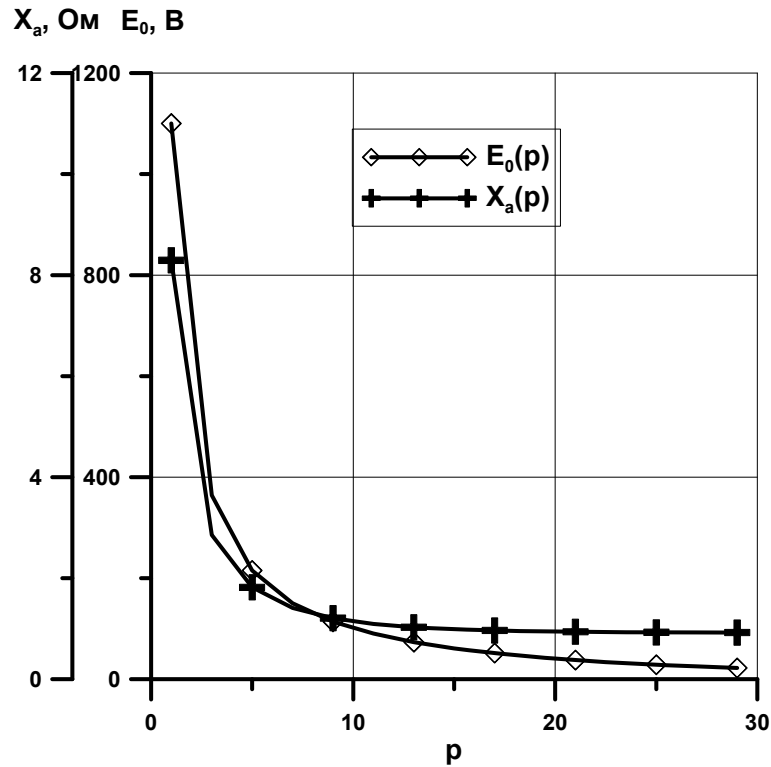


Рисунок 3.4. Зависимость  $E_0$  и  $X_a$  от числа пар полюсов

Используя соотношения (2.43)-(2.45) и векторную диаграмму СМ (рисунок 2.9) можно получить следующие соотношения для электромагнитной мощности,  $\cos\varphi$  и тока статора в зависимости от угла нагрузки  $\theta$  для СГ с электромагнитным возбуждением в двигательном режиме:

$$\cos\varphi(\theta) = \frac{E_0 \sin(\theta)}{\sqrt{(U \cos(\theta) - E_0)^2 + (U \sin(\theta))^2}}, \quad (3.25)$$

$$I(\theta) = \frac{\sqrt{(U \cos(\theta) - E_0)^2 + (U \sin(\theta))^2}}{X_a}, \quad (3.26)$$

$$P_2(\theta) = \frac{mUE_0}{X_a} \sin(\theta). \quad (3.27)$$

В выражениях (3.25) – (3.27) величины  $E_0$  и  $X_a$  определяются соотношениями (3.24) и (3.22) соответственно.

На рисунке 3.5-3.6 приведены зависимости  $\cos\varphi$ , тока якоря  $I$ , выходной мощности  $P_2$  СМ от угла нагрузки  $\theta$ , а также регулировочные характеристики при

различной величине тока возбуждения обмотки ротора  $i_f$ . Графики построены для машины с параметрами:  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $R_{fo}=123$  мм,  $w_f=200$ ,  $w_a=70$ ,  $p=1$ ,  $f=75$  Гц. Из рисунков видно, что мощность машины, так же как и ток якоря, будут тем выше, чем больше будет ток возбуждения.



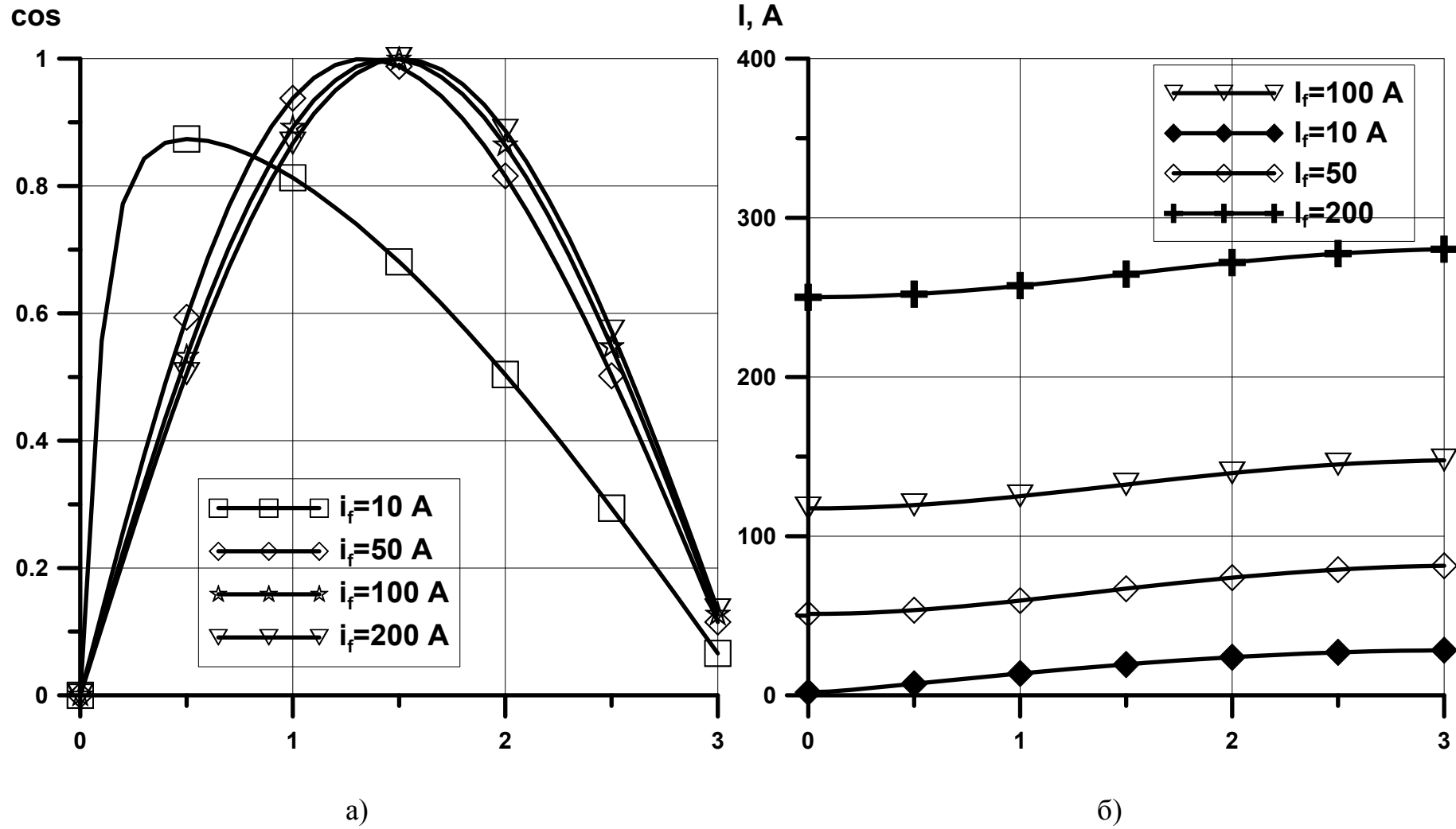
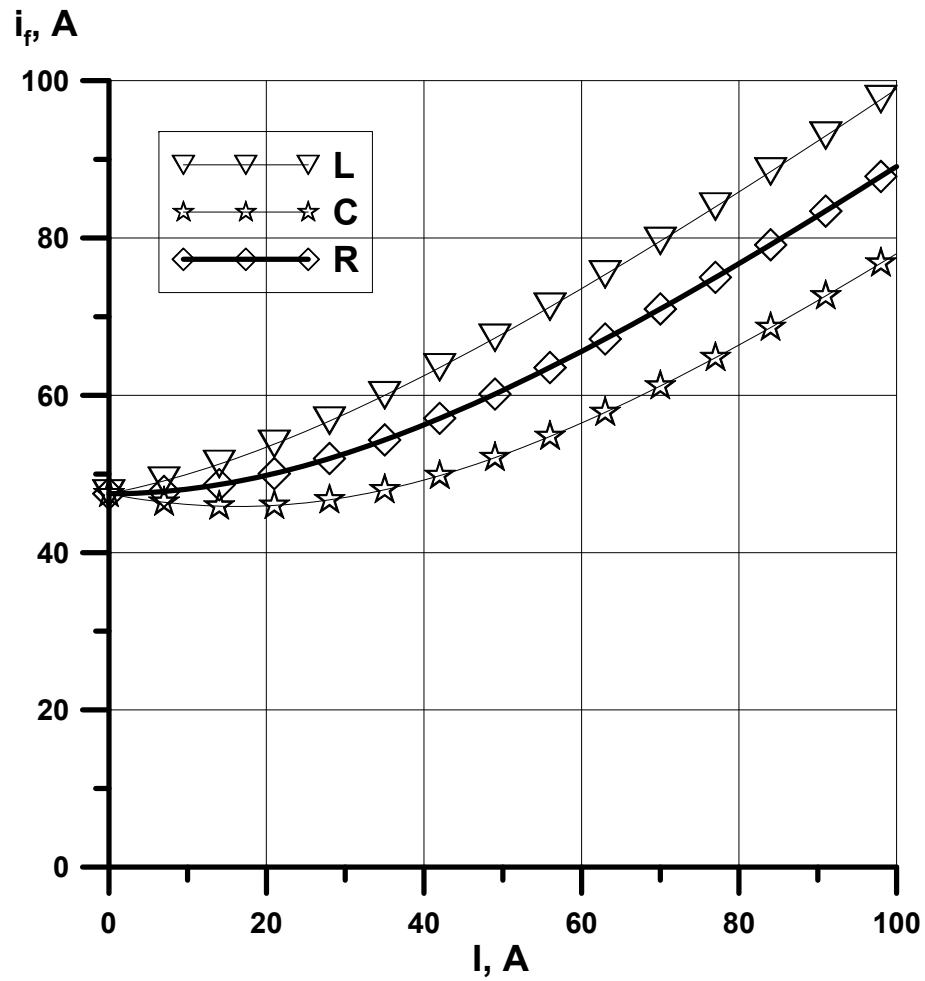
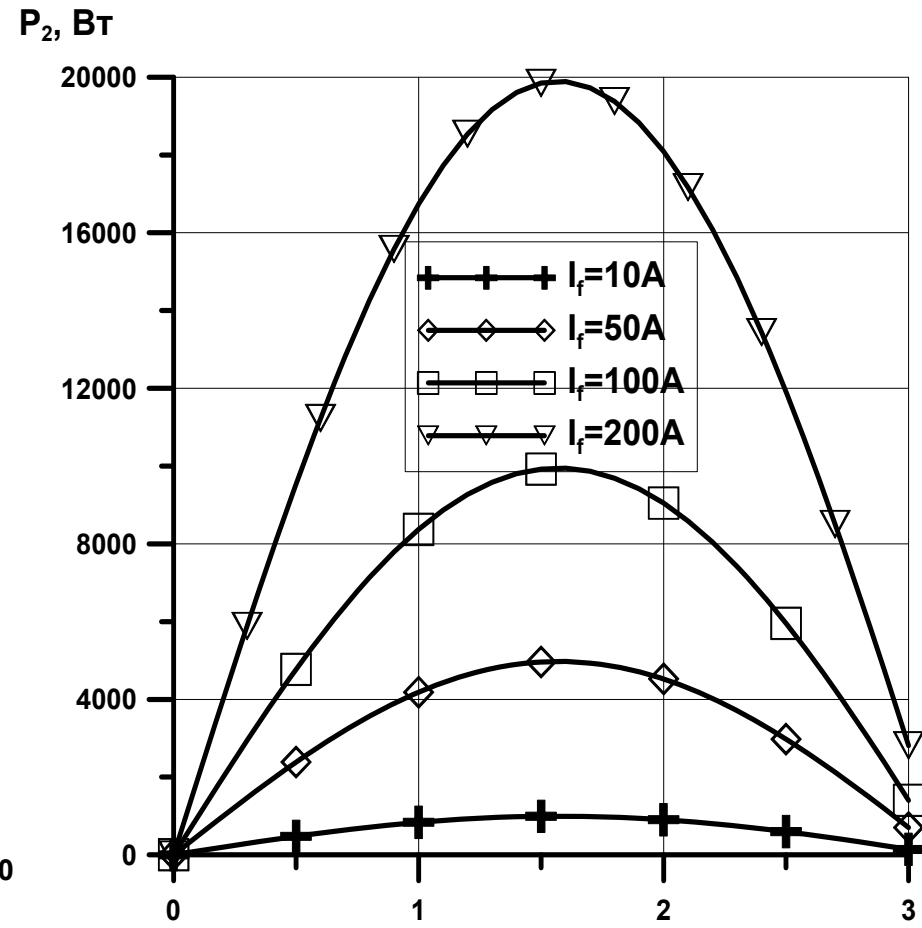


Рисунок 3.5. а – зависимость  $\cos\phi$  от угла нагрузки  $\theta$ ; б – зависимость тока якоря  $I$  от угла нагрузки  $\theta$



а)



б)

Рисунок 3.6 а – регулировочная характеристика; б – зависимость мощности  $P_2$  от угла нагрузки  $\theta$

Полученные аналитические выражения для  $X_a$  и  $E_0$  позволяют построить для синхронной машины с электромагнитным возбуждением внешние характеристики при различном уровне тока в обмотке возбуждения. На рисунке 3.7 приведены такие характеристики для активно-индуктивной нагрузки для машины с параметрами  $R_s=110$  мм,  $R_r=113$  мм,  $R_{fo}=123$  мм,  $w_f=200$ ,  $w_a=70$ ,  $p=1$ ,  $f=75$  Гц. Из рисунка 3.7 видно, что с ростом тока возбуждения увеличивается и напряжение на выходе генератора.

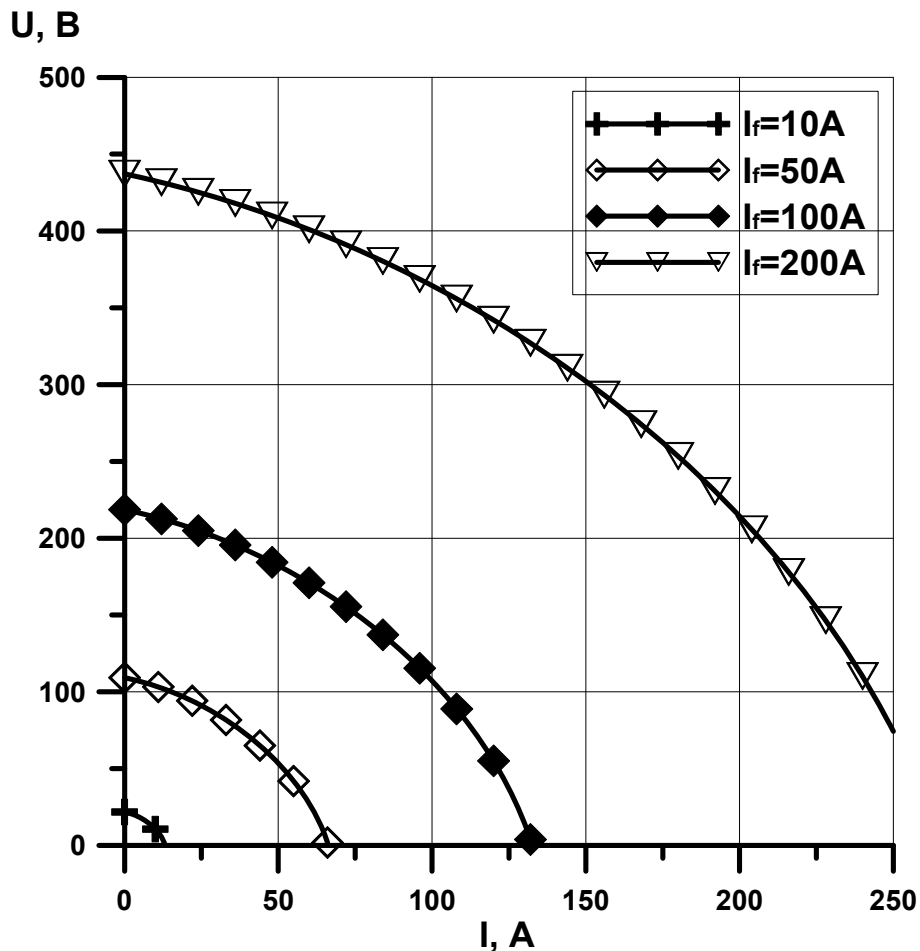


Рисунок 3.7 Внешняя характеристика синхронной машины в генераторном режиме при различном токе возбуждения

### 3.4 Результаты расчета параметров синхронной машины с электромагнитным возбуждением

Рассмотренная в данной главе теоретическая модель синхронной машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением

позволяет проводить оценки на раннем этапе проектирования параметров машины, учитывая МДС ОВ, число пар полюсов  $p$ , геометрические размеры активной зоны и металлоемкость изделия.

Мощность синхронной машины с электромагнитным возбуждением напрямую зависит от МДС обмотки возбуждения, которая определяется числом витков обмотки возбуждения и током, протекающим по ней. Схема полюса ОВ показана на рисунке 3.8. Считается, что обмотка выполнена из плоского провода толщиной  $b=0,25$  мм. Зависимость выходной мощности машины в двигательном режиме от числа витков ОВ показана на рисунке 3.9а. Данная зависимость построена с учетом фиксированного радиуса статора  $R_s=110$  мм и внутреннего радиуса обмотки возбуждения  $R_{fi}=113$  мм. Уровень тока в ОВ принимался постоянным  $i_f=100$  А.

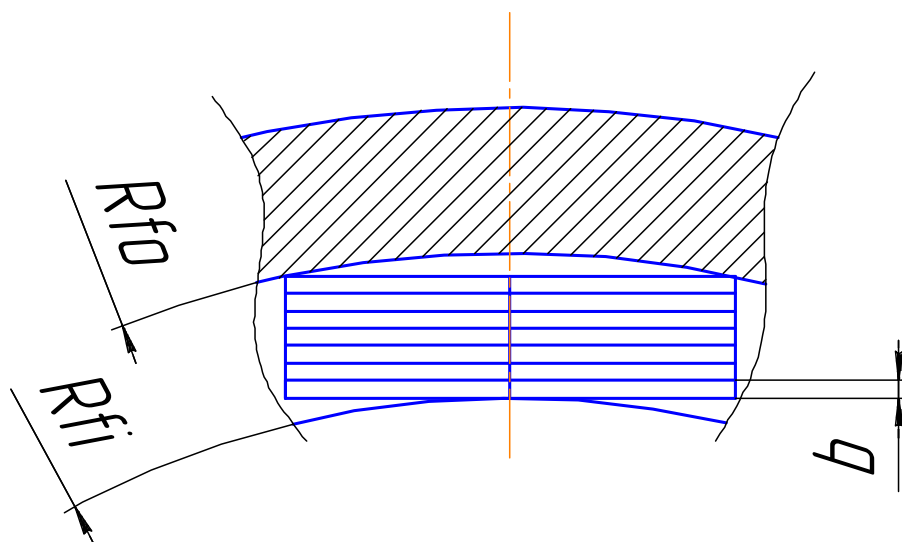


Рисунок 3.8. Схема полюса ОВ

Т.к. толщина провода ОВ считается фиксированной, то с увеличением числа витков ОВ неизбежно увеличивается внешний радиус ОВ. Тогда внешний радиус обмотки возбуждения может быть определен как  $R_{fo}=R_{fi}+bW_f$  (см. рисунок 3.8). Таким образом, рисунок 3.9а показывает взаимосвязь выходной мощности генератора и толщины обмотки возбуждения.

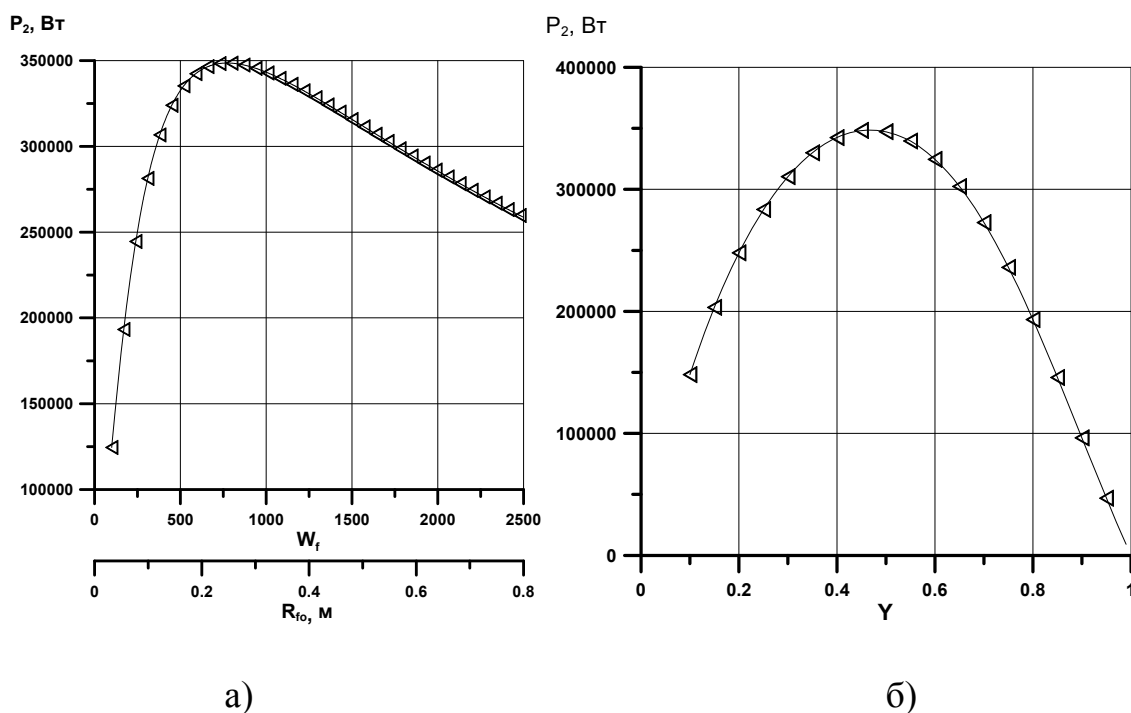


Рисунок 3.9. Зависимость выходной мощности генератора от параметров ОВ:  
а – от числа витков ОВ; б – от относительной толщины ОВ

Из рисунка 3.9а видно, что с увеличением числа витков ОВ (а соответственно и толщины ОВ) происходит увеличение мощности машины. Однако, при некотором значении внешнего радиуса ОВ характер зависимости меняется и выходная мощность начинает убывать.

Полученные в главе 3 аналитические зависимости для главных параметров машины  $E_0$  и  $X_a$  позволили определить рациональные размеры ОВ. На рисунке 3.9б представлена зависимость максимальной мощности генератора от относительной толщины обмотки  $Y=R_{f1}/R_{fo}$ . Видно, что оптимальное значение достигается при относительной толщине обмотки  $Y=0,47$ . Из рисунка 3.9б видно, что при фиксированном внутреннем радиусе ОВ увеличение внешнего радиуса приводит к увеличению выходной мощности до определенного предела. По достижению предела выходной мощности дальнейшее увеличение размеров ОВ не ведет к ее росту, а наоборот приводит к снижению. Совокупность зависимостей, представленных на рисунке 3.9 позволяет выбирать оптимальные размеры

обмотки возбуждения синхронного генератора с электромагнитным возбуждением.

### **3.5 Сравнительный анализ синхронной машины обращенной конструкции с постоянными магнитами и электромагнитным возбуждением на основе высокотемпературных сверхпроводящих проводов**

Используя аналитические методики, полученные в главах 2 и 3, можно провести сопоставление основных параметров машин с возбуждением от ПМ и с электромагнитным возбуждением на основе ВТСП проводов второго поколения, в частности установить непосредственную связь между МДС ОВ машины с электромагнитным возбуждением и МДС машины с ПМ.

Рассмотрим две машины с одинаковой геометрией активной зоны, равным числом пар полюсов, эквивалентными обмоточными параметрами статоров и равной интенсивностью охлаждения якоря. При этом одна машина с ротором на основе ПМ, а вторая – с электромагнитным возбуждением. Изменяя ток ОВ ротора машины с электромагнитным возбуждением, можно подобрать такое значение тока ОВ, чтобы максимальная мощность обеих машин была одинаковой. Т.е.  $P_{2f} = P_{2m}$ , где  $P_{2f}$  – мощность машины с электромагнитным возбуждением на основе ВТСП;  $P_{2m}$  – мощность машины с возбуждением ПМ. В соответствии с выражением (2.34) для мощности машины в двигательном режиме, учитывая равенство числа фаз машин и величину питающего напряжения, можно записать:

$$\frac{E_{0f}}{X_{af}} = \frac{E_{0m}}{X_{am}} \quad (3.28)$$

Подставляя (2.37), (2.33) и (3.22), (3.24) в (3.28), можно получить выражение для оценки минимального значения МДС ОВ машины с электромагнитным возбуждением, которая необходима для достижения заявленного уровня мощности машины с ПМ:

$$F = \frac{M_0(R_o^{2p} - R_r^{2p})(2+p)\pi(R_o^2 - R_r^2)}{4\mu_0 K_f R_o^{2p} R_r \left( R_1 \frac{2+p}{2-p} + \left( \frac{R_o}{R_r} \right)^{-p+2} R_2 \right)}. \quad (3.29)$$

Здесь  $M_0$  — магнитный момент постоянных магнитов;  $R_o$  — внешний радиус постоянных магнитов,  $R_r$  — внутренний радиус ПМ (см. рисунок 2.1);  $p$  — число пар полюсов;  $R_1, R_2$  — параметры, определяемые соотношениями:

$$R_1 = \frac{R_{fo}^{-p+2} - R_{fi}^{-p+2}}{R_{fi}^{-p+2}} \quad R_2 = \frac{R_{fo}^{p+2} - R_{fi}^{p+2}}{R_{fo}^{p+2}}; \quad k_f - \text{обмоточный коэффициент ОВ}; \quad \mu_0 -$$

магнитная проницаемость вакуума.

Таким образом минимальное необходимое значение МДС ОВ может быть определено по известным геометрическим размерам индуктора машины и намагниченности  $M_0$  ПМ.

Выражение (3.29) позволяет определить минимальную величину МДС, которую необходимо создать, чтобы выходная мощность генератора с электромагнитным возбуждением была равна мощности машины с постоянными магнитами в заданных габаритах. Используя выражение (3.29), можно оценить целесообразность перехода к электромагнитному возбуждению и, в частности, к возбуждению на основе ВТСП проводов.

Установив связь МДС возбуждения двух типов машин, можно получить некоторые зависимости, в частности, установить при каких режимах работы каждая из них будет обладать наибольшей мощностью. Для этого были выбраны три машины с разными размерами активной зоны, и было проведено сравнение выходной мощности машины с ПМ и с ОВ в генераторном режиме в зависимости от числа пар полюсов, частоты вращения ротора. Исследования проводились при различном токе возбуждения машины с электромагнитным возбуждением. Параметры исследуемых машин приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Параметры исследуемых машин

Параметр	Машина №1	Машина №2	Машина №3
Мощность, кВт	5	200	1000
Номинальное напряжение, В	220	450	690
Намагниченность ПМ, Тл	1.3	1.4	1.3
Радиус расточки статора, мм	37	163	475
Воздушный зазор, мм	1.1	7	13
Высота ПМ, мм	4	44	33
Активная длина, мм	83	218	400
Число витков фазы якоря	264	48	40

### 3.5.1 Машина №1

По заданным параметрам машины №1, используя соотношение (3.29), была определена необходимая МДС ОВ машины с электромагнитным возбуждением, которая составила  $F=6373$  А. При этом принималось, что число пар полюсов  $p=1$ , частота вращения ротора постоянна  $n=3000$  мин<sup>-1</sup>. Для достижения требуемого уровня МДС индуктора можно принять число витков обмотки индуктора  $W_f=96$ , ток возбуждения  $i_f=66.3$  А. Это значение тока возбуждения и числа витков ОВ использовалось при определении влияния частоты вращения ротора на максимальную мощность машины в генераторном режиме. На рисунке 3.10а представлена зависимость выходной мощности машины от частоты вращения ротора при различном токе



возбуждения для числа пар полюсов  $p=1$ . Видно, что при  $i_f=66.3$  А мощность двух типов машин совпадает и остается одинаковой при любом изменении частоты вращения ротора. Однако, если значение тока возбуждения машины с электромагнитным возбуждением ниже расчетного ( $i_f < 66.3$  А), ее мощность так же будет ниже, чем машины с возбуждением от ПМ. Наоборот, при токе возбуждения больше расчетного значения ( $i_f > 66.3$  А) мощность СМ с ОВ выше. Так же из рисунка 3.10а видно, что для  $i_f \neq 66.3$  А разница мощностей двух типов машин становится тем больше, чем больше частота вращения ротора.

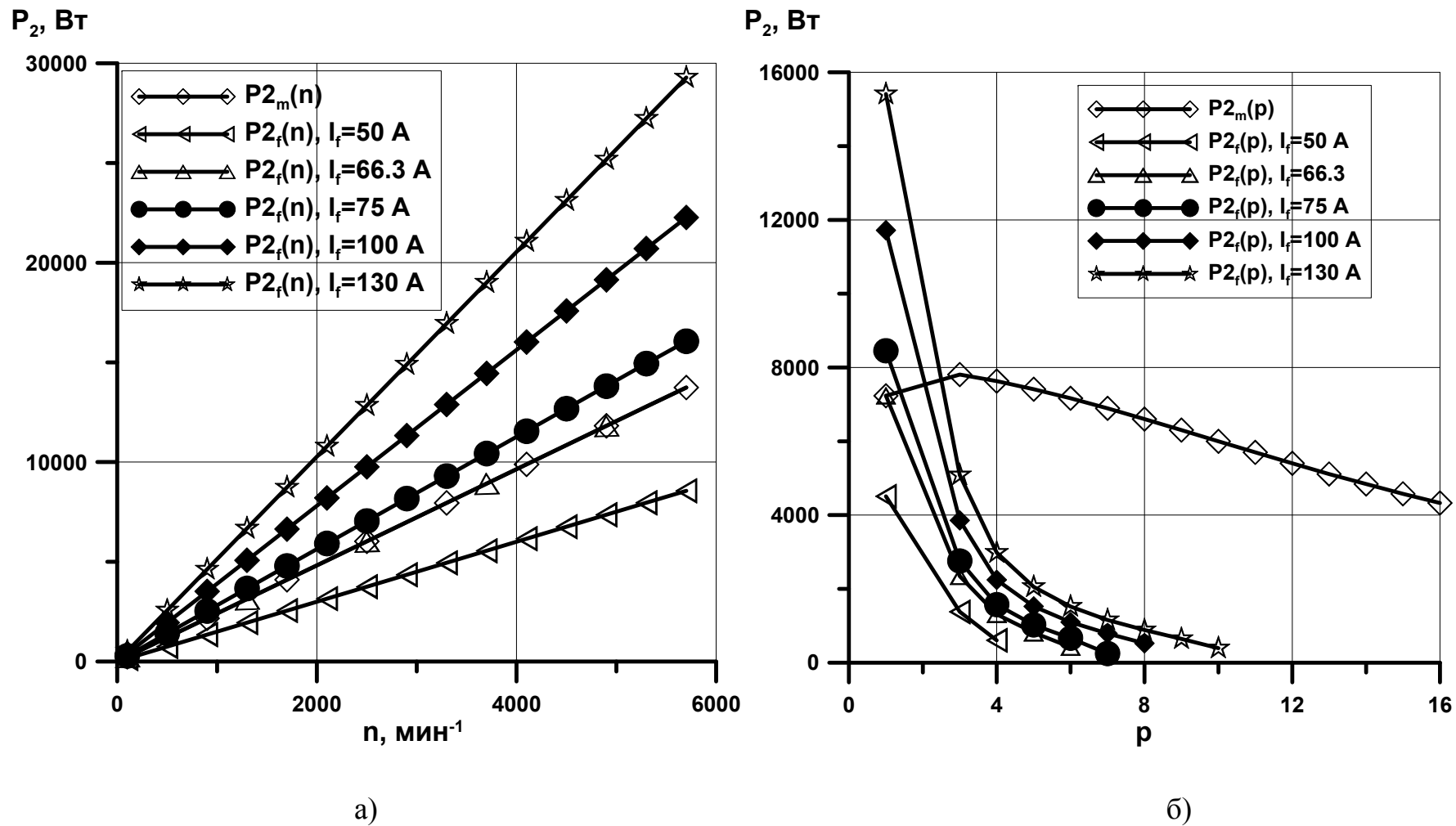


Рисунок 3.10 Зависимость мощности машины №1 для различных типов возбуждения: а – от частоты вращения ротора; б – от числа пар полюсов

Также было проведено исследование влияния числа пар полюсов на величину выходной мощности двух типов машин при различном уровне тока возбуждения (рисунок 3.9б). При этом частота вращения ротора принималась постоянной  $n=3000$  мин<sup>-1</sup>. Из рисунка 3.10б можно сделать вывод, что при неизменной частоте вращения ротора мощность машины с электромагнитным возбуждением при малом числе пар полюсов может быть выше, чем для машины с возбуждением от ПМ, но с увеличением полюсности ее значение быстро падает и при  $p>2$  оказывается ниже мощности машины с ПМ. Это обусловлено резким снижением значения ЭДС и  $X_a$  машины с электромагнитным возбуждением с ростом числа пар полюсов  $p$  (см. рисунок 3.4), в то время как для машины с возбуждением от ПМ наблюдается до определенного предела рост ЭДС при увеличении  $p$  (см. рисунок 2.7). Увеличение тока возбуждения выше расчетного значения ( $i_f=66.3$ ) позволяет при малой полюсности добиться увеличения мощности машины с ОВ и превзойти мощность машины с ПМ. Также видно, что при расчетном значении силы тока возбуждения, мощность двух машин совпадает при  $p=1$ .

### 3.5.2 Машина №2

Аналогично машине №1 для машины №2 по исходным параметрам, используя соотношение (3.29), было получено значение требуемой МДС ОВ  $F=67775$  А. Расчет производился при постоянной частоте вращения  $n=1500$  мин<sup>-1</sup> и постоянном числе пар полюсов  $p=1$ . Увеличенное по сравнению с машиной №1 значение требуемой МДС ОВ обусловлено увеличением размеров индуктора из-за повышенной мощности. Для достижения требуемого уровня МДС индуктора можно принять полное число витков обмотки индуктора  $W_f=700$ , ток возбуждения  $i_f=96.8$  А. Ниже на рисунке 3.11 приведены зависимости мощности двух типов машин в генераторном режиме от частоты вращения ротора (рисунок 3.11а) и от числа пар полюсов (рисунок 3.11б) при различном токе возбуждения. При исследовании

зависимости мощности от частоты вращения ротора число пар полюсов принималось постоянным  $p=1$ . При исследовании влияния полюсности машины частота вращения ротора принималась постоянной  $n=1500 \text{ мин}^{-1}$ .

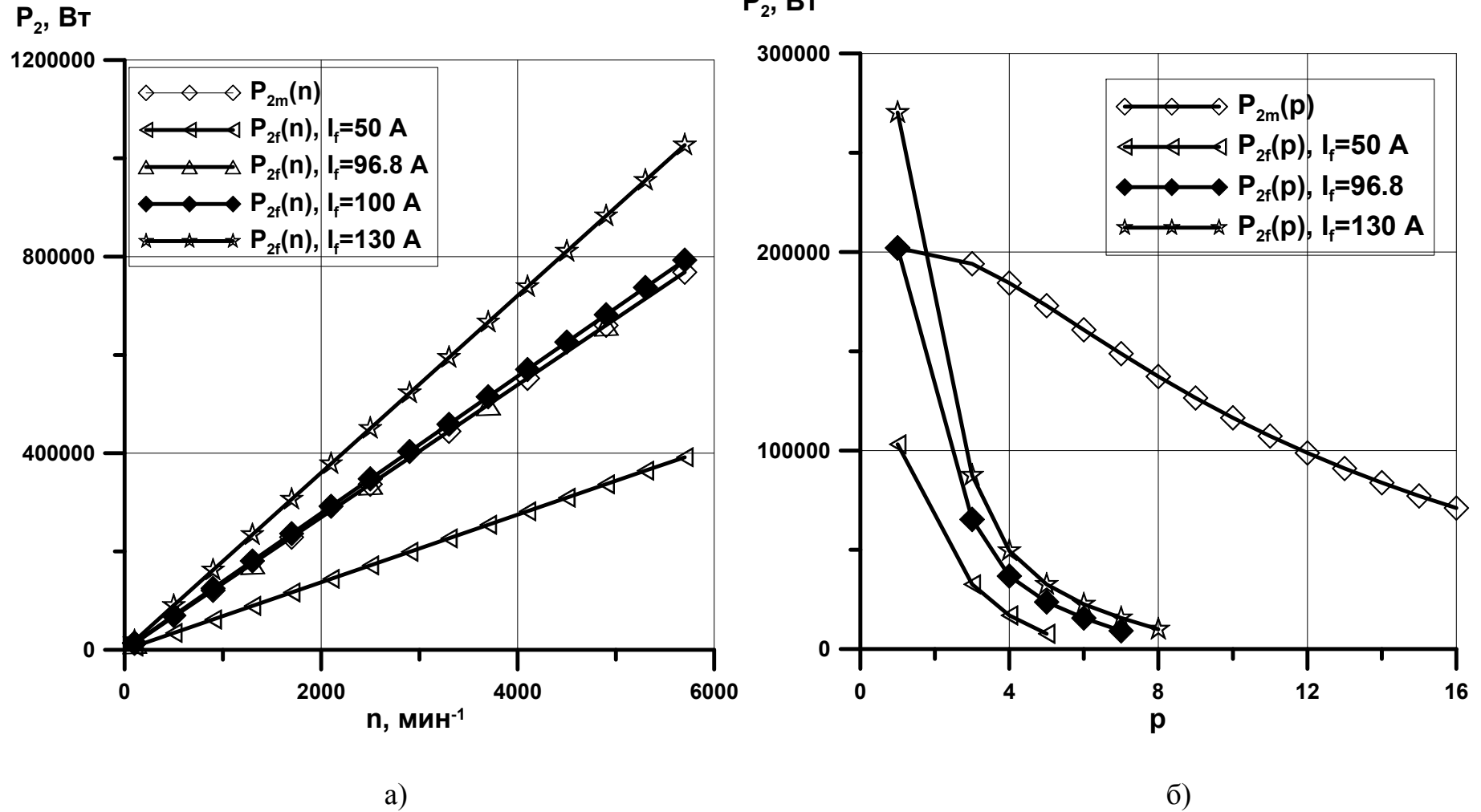
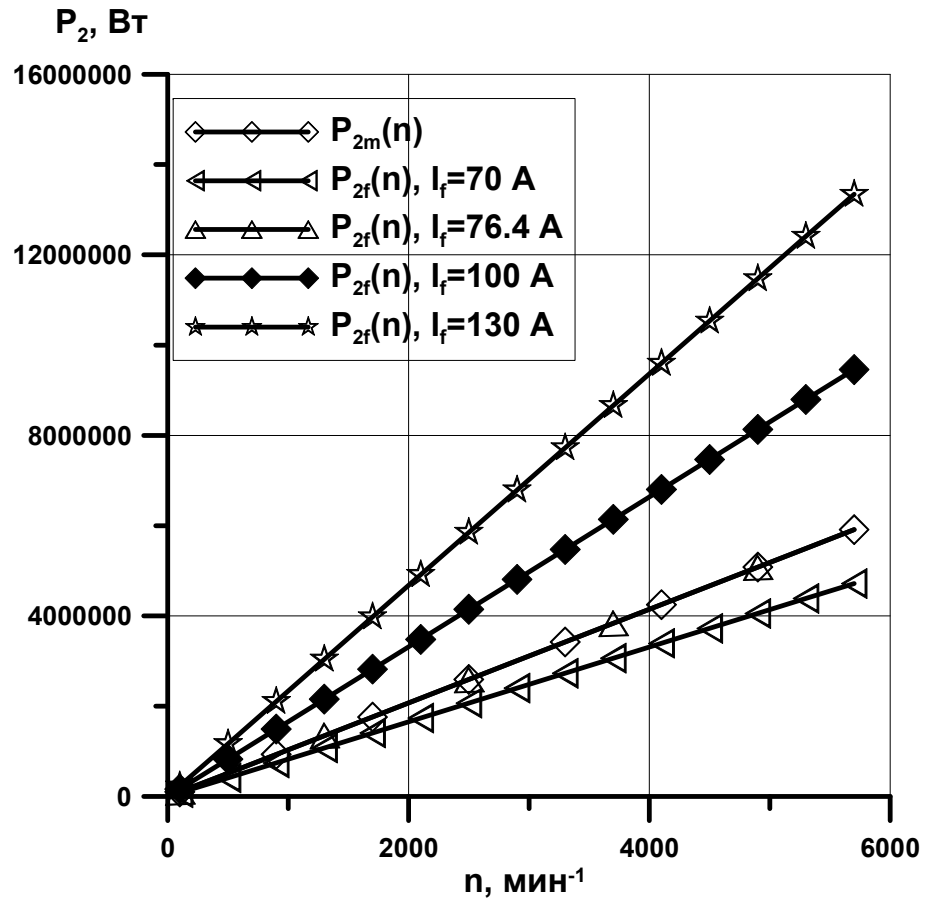


Рисунок 3.11. Зависимость мощности машины №2 для различных типов возбуждения: а – от частоты вращения ротора; б – от числа пар полюсов

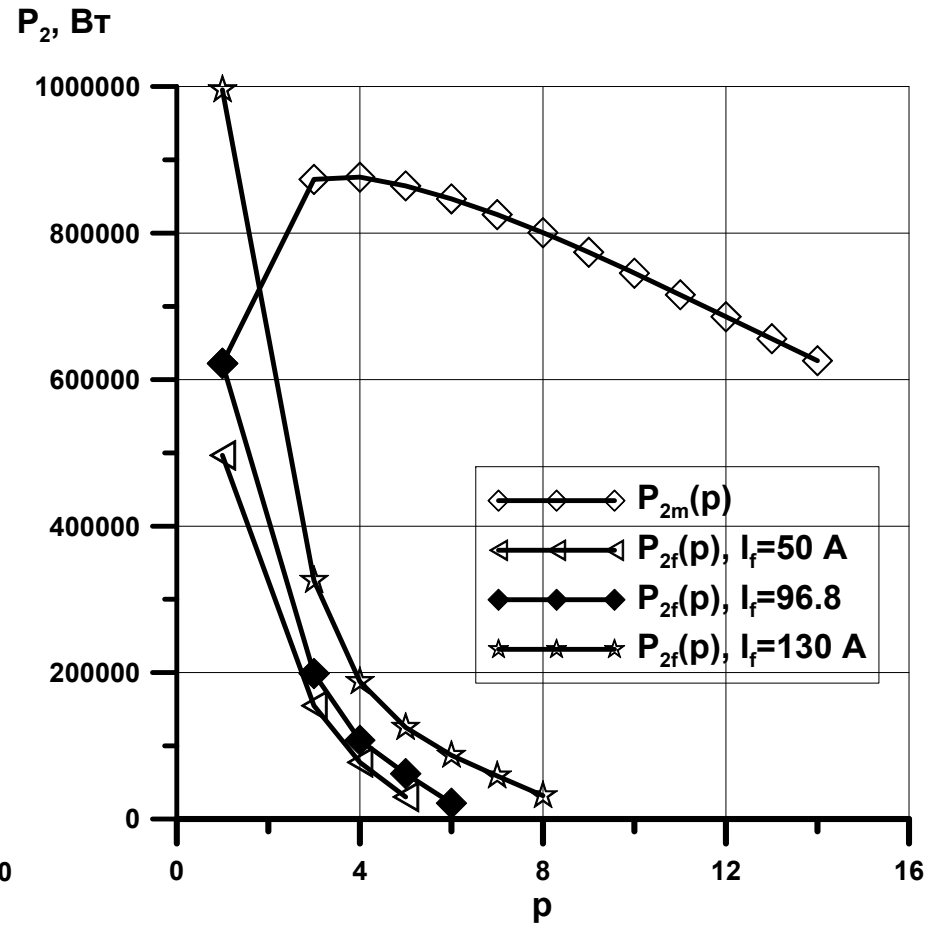
Зависимости, показанные на рисунок 3.11, носят такой же характер, как и для машины №1: с ростом тока возбуждения увеличивается мощность машины; с ростом частоты вращения ротора разница мощностей двух машин увеличивается (рисунок 3.11а); с ростом числа пар полюсов мощность машины с электромагнитным возбуждением падает быстрее, чем машины с ПМ (рисунок 3.11б).

### 3.5.3 Машина №3

Аналогично машинам №1 и №2 для машины №3 было по заданным параметрам получено значение минимальной МДС ОВ  $F=53496$  А при  $p=1$ ,  $n=600$  мин<sup>-1</sup>. Для достижения требуемого уровня МДС индуктора можно принять полное число витков обмотки индуктора  $W_f=700$ , ток возбуждения  $i_f=76.4$  А. Характеристики, представленные на рисунке 3.12, построены для выходной мощности машины №3 при различном типе возбуждения. На рисунке 3.12 для разных уровней тока возбуждения машины с электромагнитным возбуждением показаны зависимости мощности от числа пар полюсов и частоты вращения ротора. Как и в случае с машинами №1 и №2, мощность машины с электромагнитным возбуждением увеличивается с ростом тока возбуждения, быстро снижается при большом числе пар полюсов (рисунок 3.12б), а при изменении частоты вращения ротора начальная разница в мощности двух машин возрастает (рисунок 3.12а).



а)



б)

Рисунок 3.12 Зависимость мощности машины №3 для различных типов возбуждения: а – от частоты вращения ротора; б – от числа пар полюсов

Изучив влияние таких параметров, как частота вращения ротора и число пар полюсов на значение выходной мощности каждого типа электрических машин, можно сделать вывод, что данные зависимости носят одинаковый характер вне зависимости от мощности, габаритов и параметров якоря машины. Также, очевидно, что достичь выигрыша по мощности при переходе на электромагнитное возбуждение возможно только при использовании ВТСП лент с критическим током близким к 100 А. Современные ВТСП ленты имеют критический ток 100 А при температурах жидкого азота. Более того, повысить их критический ток можно понизив температуру обмоток. В этом случае критический ток ВТСП ленты может достигать 150 А и более. [69, 72, 77] Как было показано на графиках рисунков 3.10-3.12 при увеличении критического тока до величины 130 А можно существенно увеличить мощность машины с электромагнитным возбуждением и значительно превзойти мощность машины с ПМ. Также следует отметить, что полюсность машины сильно влияет на ее мощность, особенно для машины с электромагнитным возбуждением. Рациональным будет переход к электромагнитному возбуждению на основе ВТСП проводов второго поколения при малом числе пар полюсов.



## Выводы

1. Получены аналитические решения задачи о распределении двумерных магнитных полей в активной зоне многополюсной синхронной электрической машины обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением, позволяющие проводить анализ распределений магнитных полей и определять значения магнитной индукции в различных областях активной зоны машины.
2. На основе полученных решений о распределении магнитных полей найдены аналитические выражения для расчета основных параметров синхронных электрических машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением, учитывающие геометрию и обмоточные параметры активной зоны и число пар полюсов.
3. Полученные в ходе расчетов параметров синхронных электрических машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением данные показали, что существует оптимум максимальной мощности по значению МДС, связанный с потоками рассеяния, что позволяет проводить экспертные оценки МДС при заданных размерах машины.
4. На основе анализа полученных в главах 1 и 2 аналитических решений сформулирован критерий сравнения машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением и от ПМ по максимальной мощности (перегрузочной способности). Получено аналитическое выражение для данного критерия, позволяющее проводить сопоставление машин обращенной конструкции по значению МДС.
5. Полученные в главе аналитические соотношения, а также проведенные расчетные исследования показали, что для двух машин с одинаковой геометрией активной зоны и обмоточными параметрами при неизменной частоте вращения ротора мощность машины с электромагнитным возбуждением при малом числе пар полюсов ( $p \leq 2$ ) может быть выше, чем для машины с возбуждением от ПМ, но с

увеличением полюсности ее значение резко падает и при  $p > 2$  оказывается ниже мощности магнитоэлектрической машины.

6. Сравнительный анализ по перегрузочной способности двух типов машин одинаковой конструкции с равной линейной нагрузкой якоря показал целесообразность перехода к электромагнитному возбуждению при уровне тока в обмотках возбуждения близких к 100 А, что достижимо только при использовании ВТСП обмоток возбуждения ротора и криогенном охлаждении до температур жидкого азота и ниже.
7. Сформулирован критерий, по которому можно проводить оценку целесообразности применения ВТСП проводов при проектировании ЭМП обращенной конструкции.
8. Проведенные расчетно-теоретические исследования показали, что синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением на основе ВТСП проводов имеют в несколько раз большую мощность по сравнению с магнитоэлектрическими машинами при малом числе пар полюсов и при больших частотах вращения ротора.

## **ГЛАВА 4. ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ И ПАРАМЕТРОВ МНОГОПОЛЮСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ**

В главах 2 и 3 были получены аналитические решения для распределения двухмерных магнитных полей и расчета параметров синхронных генераторов обращенной конструкции. Эти решения были получены без учета зубцовой конструкции статора, при условии, что стальные элементы не насыщены.

Построенные методики позволяют проводить предварительный расчет параметров синхронных машин. Для учета реальной геометрии активной зоны, насыщения и полей рассеяния необходимо использовать численные методы расчета магнитных полей. Кроме того разработка новых технических устройств требует предварительных исследований в целях выявления последствий реализации того или иного технического решения. Развитие вычислительной техники позволило существенно снизить затраты на проведение исследовательских работ, связанных с физическим моделированием и созданием опытных образцов [30].

Ниже рассмотрены численные методы расчета двухмерных магнитных полей и параметров синхронных генераторов обращенной конструкции с ПМ и электромагнитным возбуждением, позволяющие учесть как реальную геометрию, так и насыщение магнитопровода электрических машин. Также в главе приводятся результаты сопоставления аналитических и численных расчетов.

Для получения решений методом конечных элементов (МКЭ) использовался пакет прикладных программ «Elcut Professional», позволяющий гибко управлять созданием расчетной геометрии, построением

сетки конечных элементов, отображением картины магнитных полей и вычислением интегральных параметров.

#### 4.1. Поверочный расчет и сравнение с существующими машинами

Для определения погрешностей полученных аналитических соотношений, а так же для оценки влияний допущений, сделанных при постановке соответствующих задач в главах 2 и 3, было выполнено сравнение результатов аналитического расчета генератора обращенной конструкции с ПМ по методике, изложенной в главе 2, и численного моделирования методом конечных элементов в пакете прикладных программ (ППП) «Elcut Professional». За исходные данные при расчетах принимались параметры существующих электрических машин различного исполнения и назначения.

Поверочный расчет проводился по следующему алгоритму. Вначале, используя исходные данные, выполнялся аналитический расчет, в ходе которого были определены индукция в зазоре  $B_m$ , ЭДС холостого хода  $E_0$ , главное индуктивное сопротивление  $X_a$  по соотношениям (2.42), (2.43) и (2.37) соответственно. Также были определены параметры обмотки якоря, которые позволяют в данных габаритах получить требуемые значения выходного напряжения и мощности. При определении параметров ОЯ использовались известные методики И.П.Копылова [43], Б.С.Зечихина [24], П.С.Сергеева [58], адаптированные автором для применения к машинам обращенной конструкции. По полученным значениям геометрических размеров генератора в программе «Компас-3D» строилось поперечное сечение СГ, которое импортировалось в программу «Elcut Professional». Далее проводился расчет основных характеристик генератора. Методика работы с ППП «Elcut Professional» известна и длительное время применяется при проектировании электрических машин как в МАИ (НИУ), так и на ведущих предприятиях отрасли [19, 77]. Описание методики определения главных параметров электрических машин приведено в соответствующем разделе справки программы «Elcut Professional» [51, 54], а так же в

различных методических пособиях [51, 18], и в данной работе приводится в сокращенном виде.

В результате численного моделирования были получены значения индукции в зазоре, ЭДС холостого хода,  $X_a$  и мощность машины. Сравнение данных аналитического расчета и численного моделирования позволяет определить точность результатов, полученных аналитически. Сравнение данных аналитического расчета, численного моделирования и исходных параметров позволяют сделать вывод о правильности предложенных аналитических методов [44].

Далее приведены расчеты для каждой из выбранных машин.

#### 4.1.1. Методика расчета синхронного генератора с постоянными магнитами обращенной конструкции

Как было указано выше, для численного расчета СМ обращенной конструкции были использованы методики Зечихина Б.С. [23, 24], Копылова И.П. [42, 43], адаптированные автором для применения к машинам обращенной конструкции. В основе методик лежит аналитический расчет, проведенный по соотношениям, полученным в главе 2. В качестве исходных параметров при расчете использовались известные размеры активной зоны исследуемых машин, величина  $U$  и частота  $f$  выходного напряжения, число пар полюсов  $p$ , частота вращения ротора  $n$  и др.

В некоторых случаях в ходе расчета необходимо было определить требуемое число витков фазы обмотки якоря. Оно может быть получено из соотношения (2.43) для ЭДС холостого хода:

$$E_0 = \pi 2 \sqrt{2} K_a W_a f L_s \frac{1}{p} \frac{R_r M_0 (\bar{R}_1^2 - 1) \bar{R}}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2} \quad (4.1)$$

$$W_a = \frac{E_0 p (\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2)}{\pi 2 \sqrt{2} K_a f L_s R_r M_0 (\bar{R}_1^2 - 1) \bar{R}}, \quad (4.2)$$

где  $M_0$  – намагниченность постоянных магнитов, определяемая как

$$M_0 = \frac{4}{\pi} B_r \sin\left(\frac{\pi \Delta}{2\tau}\right); \quad \bar{R} = \left(\frac{R_s}{R_r}\right)^p, \quad \bar{R}_1 = \left(\frac{R_o}{R_r}\right)^p. \quad \text{При этом } E_0 = 1.2U$$

Так же в ходе аналитического расчета было определено значение главного индуктивного сопротивления:

$$X_a = 2\omega L_s \frac{m W_a^2 K_a^2 \mu_0}{\pi p} \left( \frac{\bar{R}_1^2 + \bar{R}^2}{\bar{R}_1^2 - \bar{R}^2} \right). \quad (4.3)$$

Выходная мощность генератора определяется как [6, 7, 23, 24]:

$$P = mUI \cos \varphi, \quad (4.4)$$

где  $U = \sqrt{E_0^2 - (X_a I)^2 \cos^2(\phi)} - X_a I \sin(\phi)$ ;  $I$  – номинальный ток якоря.

После определения выходной мощности и напряжения их значения сравнивались с исходными данными и, в случае необходимости, изменялись параметры ПМ, их толщина и коэффициент полюсного перекрытия. Далее проводился расчет магнитопровода статора, направленный на определение размеров зубцов и пазов статора, их количества, а так же минимально необходимой величины ярма статора.

В первую очередь необходимо определить число пазов статора, которое может быть получено из выражения [22] :

$$z = 2mpq, \quad (4.5)$$

где  $q$  – число пазов на полюс и фазу, определяется требованиями к синусоидальности выходного напряжения и технологией изготовления обмоток.

Выбор провода, из которого будет изготовлена ОЯ, обуславливается требуемой площадью сечения проводника. Она определяется, исходя из допустимой плотности тока и числа параллельных ветвей ОЯ [25]:

$$S_{pr} = \frac{I}{J_n a}, \quad (4.6)$$

где  $I$  – номинальный ток ОЯ;  $J_n$  – плотность тока обмотки якоря, которая определяется режимом охлаждения и для СГ с ПМ, рассматриваемого в данной главе, принято  $J_n=5$  А/мм<sup>2</sup>;  $a$  – число параллельных ветвей ОЯ.

Число проводников в пазу определяется как:

$$n_{pr} = \frac{Wa}{qp}. \quad (4.7)$$

Тогда площадь по меди всех проводников в пазу:

$$S_{cu} = S_{pr} n_{pr}. \quad (4.8)$$

Исходя из требуемой площади по меди всех проводников в пазу, определяется требуемая площадь паза, учитывая коэффициент заполнения паза медью  $K_{cu}$ , который обычно принимается  $K_{cu}=0.35$ :

$$S_{paz} = S_{cu} K_{cu}, \quad (4.9)$$

Минимальная высота спинки якоря:

$$h_j = \frac{\Phi}{2L_s k_c B_a \gamma_\phi}, \quad (4.10)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток;  $L_s$  – активная длина;  $k_c$  – коэффициент заполнения пакета якоря сталью;  $B_a$  – магнитная индукция в ярме якоря;  $\gamma_\phi$  – коэффициент вытеснения магнитного потока.



Минимальная ширина зубца должна быть достаточной для прохождения магнитного потока по всей высоте зубца без насыщения стали зубца:

$$b_z = \frac{B_m t_z}{B_z k_c \gamma_\phi}, \quad (4.11)$$

где  $B_m$  – максимальное значение магнитной индукции в зазоре;  $t_z = \pi D/z$  – зубцовое деление;  $B_z$  – магнитная индукция в зубцах якоря.

Далее, после того, как определена минимальная ширина зубца, необходимо определить минимальную, максимальную ширину паза, а так же высоту паза, занятую проводниками, и полную высоту паза. Расчет проводится для пазов под всыпную обмотку. Соотношения для указанных величин приведены в методиках [43, 23, 24], и для обращенной конструкции запишутся как:

– максимальная ширина паза:

$$b_{p2} = \frac{\pi(2R_s - 2h_{yc} - 2h_{kl})}{z} - b_z; \quad (4.12)$$

– минимальная ширина паза:

$$b_{p1} = \sqrt{b_{p2}^2 - \frac{4\pi S_{paz}}{z}}; \quad (4.13)$$

– высота паза, занятая проводниками:

$$h_p = \frac{2S_{paz}}{b_{p1} + b_{p2}}; \quad (4.14)$$

– полная высота паза:

$$h_{p2} = h_p + h_{yc} + h_{kl}, \quad (4.15)$$

где  $h_{yc}$  – высота усика паза;  $h_{kl}$  – высота клина.

#### 4.1.2. Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный двигатель с постоянными магнитами мощностью 4 кВт.

ВТСП синхронный двигатель мощностью 4 кВт представляет собой синхронный двигатель классической конструкции. Известные параметры двигателя, которые были использованы при расчете генератора, приведены в таблице 4.1 [38].

Таблица 4.1. Параметры реактивного ВТСП двигателя

Наименование	ВТСП реактивный электродвигатель
Тип ЭМПЭ	СД с ПМ
Конструкция (прямая, обращенная)	Прямая
Номинальная мощность, кВт	4
Номинальное напряжение, В	220
Номинальная частота вращения, мин <sup>-1</sup>	3000
Номинальная электрическая частота, Гц	50
Число фаз обмотки статора	3
Число пар полюсов	1
Число витков фазы	264
Радиус расточки, мм	31
Воздушный зазор, мм	0,35
Максимальный радиус, мм	59
Активная длина, мм	80

Используя параметры, приведенные в таблице 4.1 можно определить  $X_a$  по выражению (2.37), а также  $E_0$  по выражению (2.43). При этом выражение

для намагниченности ПМ  $M_0$  запишется в соответствии с (2.7) с учетом того, что в расчетах используется действующее ее значение:

$$M_0 = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} Br \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \quad (4.14)$$

В качестве активных элементов индуктора генератора были выбраны ПМ с параметрами  $B_r=1.1$  Тл,  $H_c=700$  кА/м.

Параметры обмотки и магнитной цепи якоря определяются, исходя из требуемого уровня тока в обмотках при заданной плотности тока. Выходное напряжение генератора является заданным и равно  $U=220$  В с частотой  $f=50$  Гц (см. табл.4.1). Номинальное значение тока обмотки якоря может быть определено из соотношения [48]:

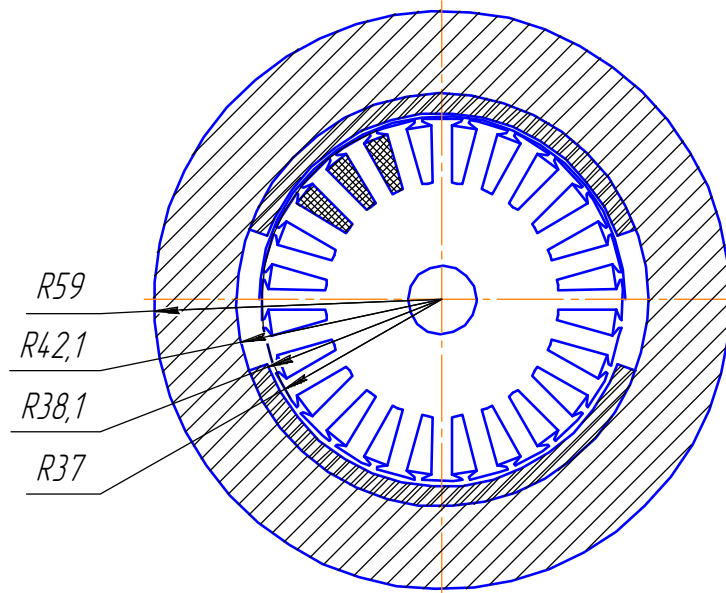
$$I_n = \frac{P_2}{mU \cos \varphi}, \quad (4.15)$$

где  $P_2$  – заданная мощность генератора,  $m$  – число фаз,  $U$  – выходное напряжение. Следует отметить, что конфигурация и размеры пазов статора выбирались под вспынную обмотку, что характерно для небольших значений токов якоря [58].

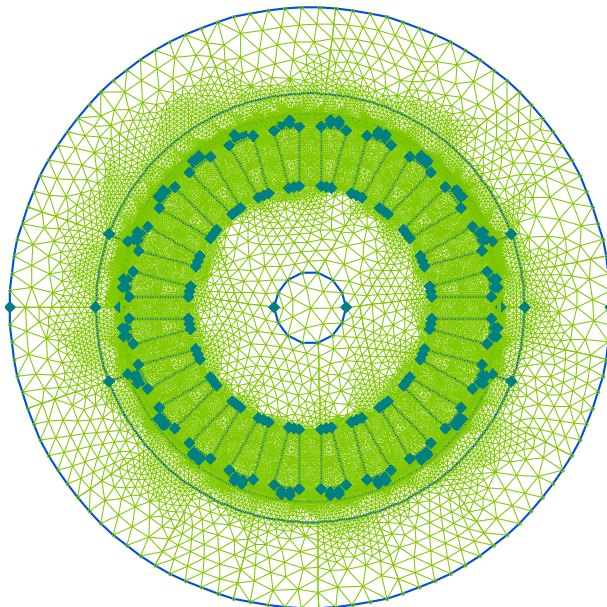
В ходе аналитического расчета получен требуемый уровень выходной мощности машины при заданных параметрах генератора.

На основании аналитического расчета было построено поперечное сечение для дальнейшего численного расчета методом конечных элементов. Поперечное сечение машины с указанием основных размеров, полученных в ходе аналитического расчета, показано на рисунке 4.1а. На рисунке 4.1б приведена конечноэлементная сетка, используемая при решении задачи. Как видно из рисунка 4.1а, радиус расточки статора был увеличен на 10 мм по сравнению с исходным. Это обусловлено обращенной конструкцией машины и необходимо для увеличения площади паза, в который укладывается

обмотка якоря. Однако, как видно из рисунка 4.1а, внешний радиус машины, т.е. радиус обоймы, удерживающей магниты (он же корпус машины) не превышает максимальный радиус, указанный в таблице 4.1.



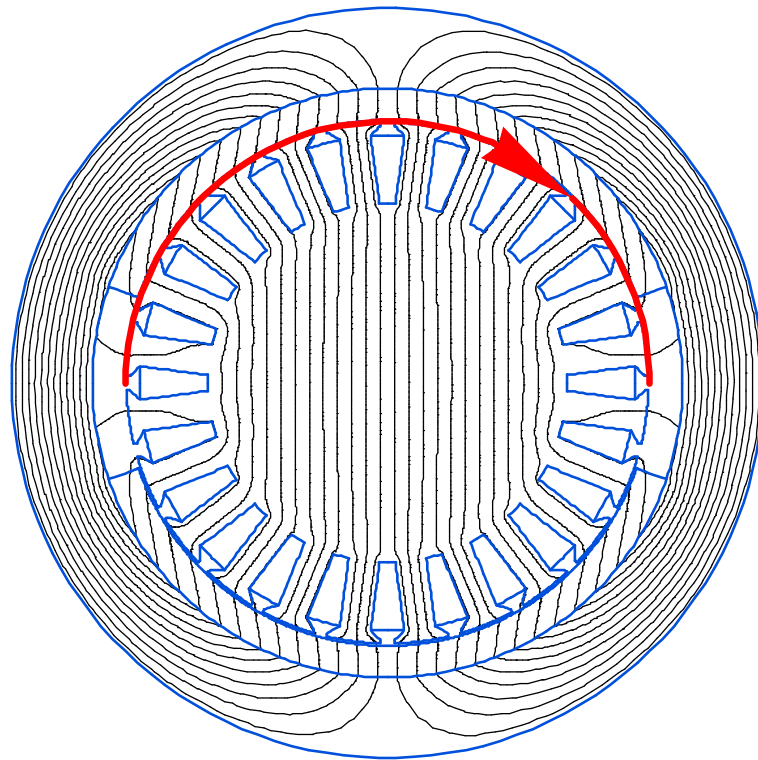
а)



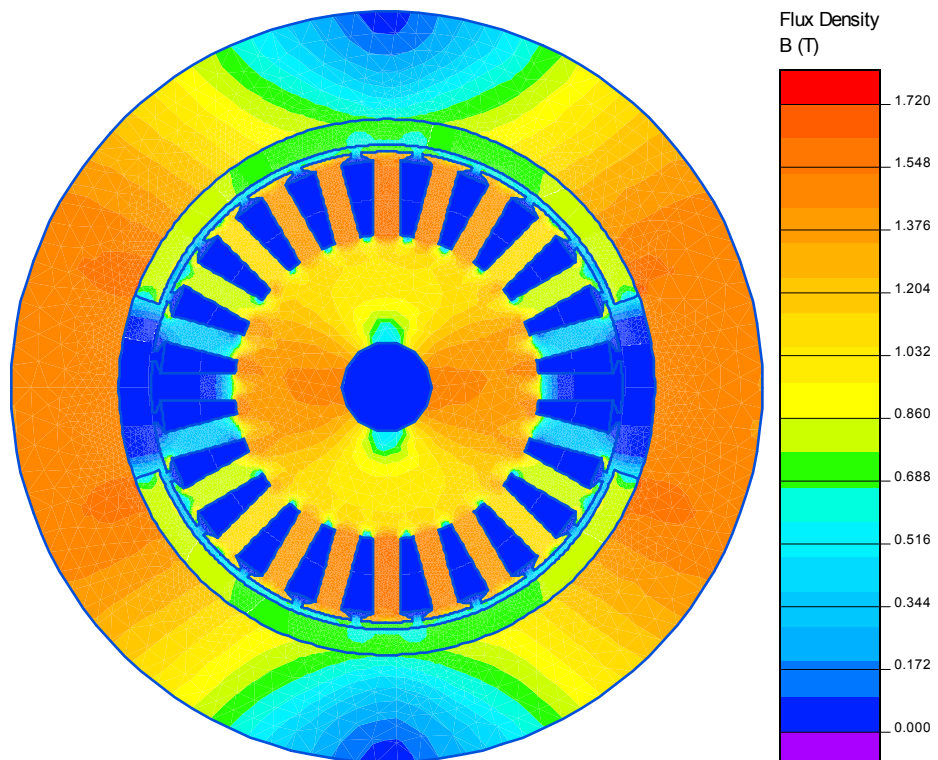
б)

Рисунок 4.1 Расчетная схема СМ: а – расчетная модель, экспортируемая в «Elcut Professional»; б – расчетная модель с конечноэлементной сеткой

Результатом моделирования в ППП «Elcut Professional» является картина распределения магнитных полей. На рисунке 4.2а показаны магнитные силовые линии, а на рисунке 4.2б показано распределение магнитной индукции в поперечном сечении генератора. Рисунок 4.2. показывает, что элементы активной зоны являются ненасыщенными, что говорит о высокой эффективности использования объема активной зоны. Для определения ЭДС холостого хода необходимо получить величину потока возбуждения на один полюс. Для этого при моделировании принимаем токи статора  $i_a=0$  и производим расчет магнитных полей. На основе полученного распределения можно определить магнитный поток через заданный контур и распределение магнитной индукции по данному контуру (рисунок 4.3). Контур выбирается таким образом, что бы он соответствовал полюсному делению и лежал посередине воздушного зазора (рисунок 4.2а). Значение магнитного потока через заданный контур определяется с помощью встроенного в программу интегрального калькулятора. Распределение магнитной индукции в зазоре было построено средствами ППП «Elcut Professional» вдоль выбранного контура (рисунок 4.2а) и показано на рисунке 4.3. [книги QF].



а)



б)

Рисунок 4.2. Картины распределения магнитных полей, полученные МКЭ: а – магнитные силовые линии; б – распределение магнитной индукции

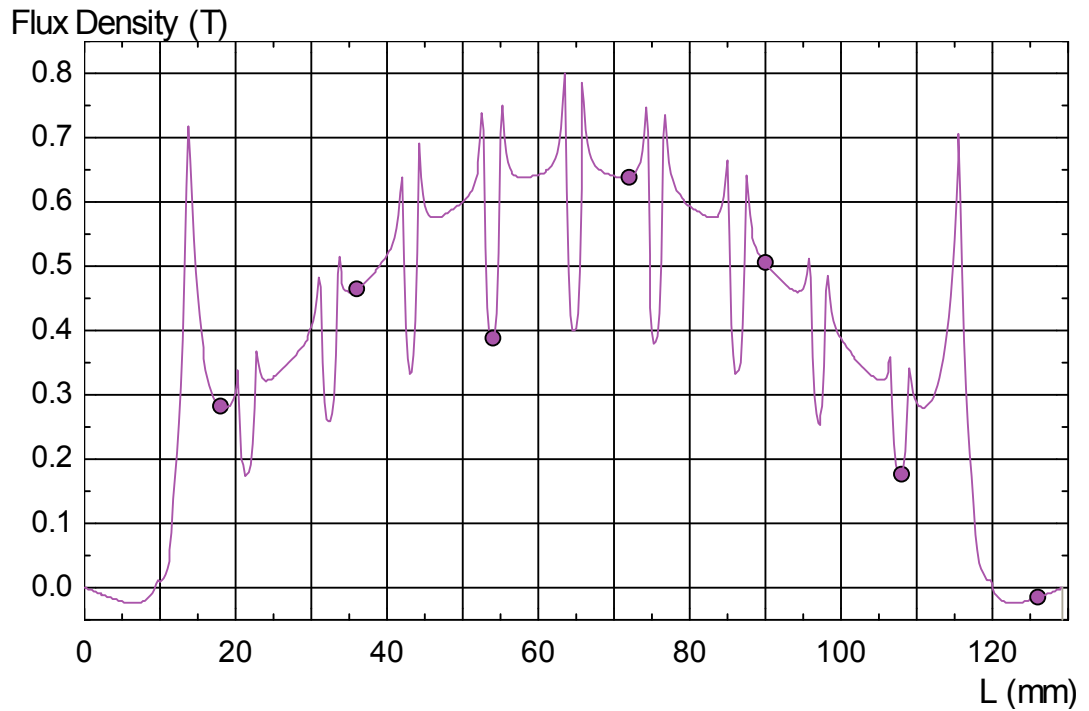


Рисунок 4.3. Форма кривой нормальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре на один полюс

Для данной машины поток через заданный контур составил  $\Phi=0.049$  Вб. Особенностью программы двухмерного моделирования «Elcut Professional» является то, что в программе длина модели в плоскопараллельной постановке принимается равной 1м. Поэтому для использования значения магнитного потока необходимо умножить его на активную длину машины. Поэтому в данном случае выражение для ЭДС холостого хода машины будет иметь вид [3]:

$$E_0 = 4K_a W_a f L_s \Phi \quad (4.16)$$

Определение главного индуктивного сопротивления производится при выключенном поле возбуждения, т.е.  $M_0=0$ . Плотность тока ОЯ определяется по соотношению [23]:

$$j_a = \frac{n_p I_n}{S_p a_1}, \quad (4.17)$$

где  $n_p$  – число проводников в пазу,  $I_n$  – номинальный ток якоря;  $S_p$  – площадь паза;  $a_l$  – число параллельных ветвей ОЯ.

После решения задачи в программе «Elcut Professional», выбрав требуемый контур, соответствующий фазе, ток в которой максимален (рисунок 4.4), можно вычислить потокосцепление на один виток фазы ОЯ  $\Psi$ .

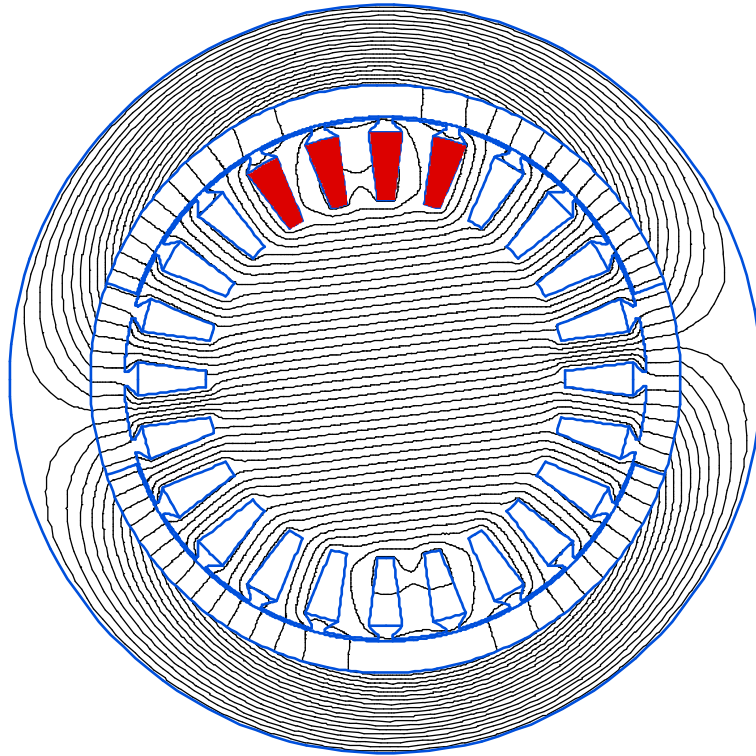


Рисунок 4.4. Магнитные поля, образованные током якоря и контур фазы с максимальным током (закрашенная область пазов якоря)

«Интегральный калькулятор» программы позволяет рассчитать величину потокосцепления на один виток фазы  $\Psi$ . Это значение соответствует магнитному потоку, пронизывающему один виток выбранной фазы и измеряется в веберах [18]. Далее, используя известные соотношения  $X_a = \omega L$  и  $\Psi = Li$  [12], можно получить выражение для  $X_a$ :

$$X_a = \omega \frac{2W_a \Psi}{\sqrt{2}I_n}, \quad (4.18)$$

где,  $\omega = 2\pi a$  – угловая частота изменения напряжения;  $I_n$  – номинальный ток якоря;  $\Psi$  – потокосцепление на 1 виток;  $W_a$  – число витков фазы ОЯ.



Полученные значения ЭДС холостого хода и главного индуктивного сопротивления позволяют определить мощность машины:

$$P_2 = m U I_n \cos(\varphi), \quad (4.19)$$

где напряжение  $U$  определяется рассчитанными ранее параметрами:

$$U = \sqrt{E_0^2 - (X_a I_n)^2 \cos^2 \varphi} - X_a I_n \sin \varphi \quad (4.20)$$

Таким образом, зная аналитические и численные значения основных параметров машины, можно провести их сопоставление. В таблице 4.2 приведены результаты численного и аналитического расчетов.

Таблица.4.2. Сравнение результатов аналитического расчета и численного моделирования ВТСР реактивного двигателя

Параметр	Аналитический расчет	Численное моделирование	Погрешность
Максимальная индукция в зазоре, Тл	0,884	0,766	15%
Действующее значение ЭДС, В	256	227	12%
Индуктивное сопротивление, Ом	29	22	31%
Мощность, кВт	6,1	5,6	8%
	Средняя погрешность:		16%

Из таблицы видно, что аналитический расчет, проведенный для данных параметров машины, обеспечивает приемлемую погрешность, которая составляет менее 20%.

Полученные значения выходной мощности генератора близки к заданным параметрам машины. Незначительное расхождение расчетных и

исходных параметров обусловлено запасом, который всегда имеет место при проектировании.

#### 4.1.3. Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный двигатель мощностью 200 кВт для электротранспорта

ВТСП синхронный двигатель мощностью 200 кВт для электротранспорта представляет собой синхронный двигатель прямой конструкции с электромагнитным возбуждением. Известные параметры двигателя, которые были использованы при расчете генератора, приведены в таблице 4.3 [72].

Таблица 4.3. Параметры ВТСП СД для электротранспорта

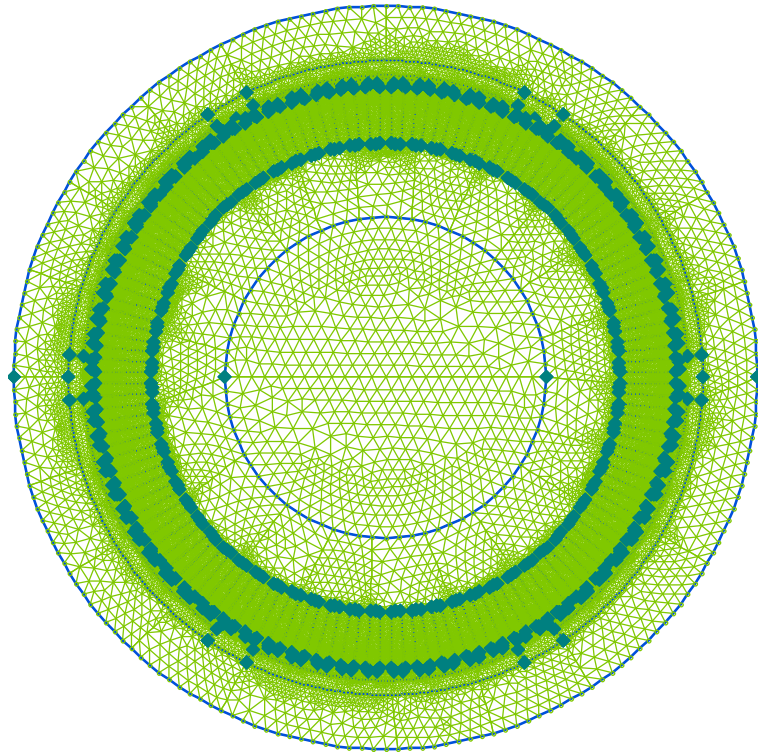
Наименование	СПСД для электротранспорта
Тип ЭМПЭ	СД
Конструкция (прямая, обращенная)	Прямая
Номинальная мощность, кВт	200
Номинальное напряжение, В	450
Номинальная частота вращения, мин <sup>-1</sup>	1500
Номинальная электрическая частота, Гц	75
Число фаз обмотки статора	3
Число пар полюсов	3
Число витков фазы	48
Радиус расточки, мм	170
Воздушный зазор, мм	7
Максимальный радиус, мм	270
Активная длина, мм	220
Индукция в активном зазоре, Тл	1,1
Плотность тока обмотки статора, А/мм <sup>2</sup>	5
Материал обмотки возбуждения	ВТСП
Коэффициент мощности	0,958
КПД	0,963

Аналитический расчет был проведен по методикам, изложенным в главе 2. В качестве активных элементов индуктора генератора были выбраны

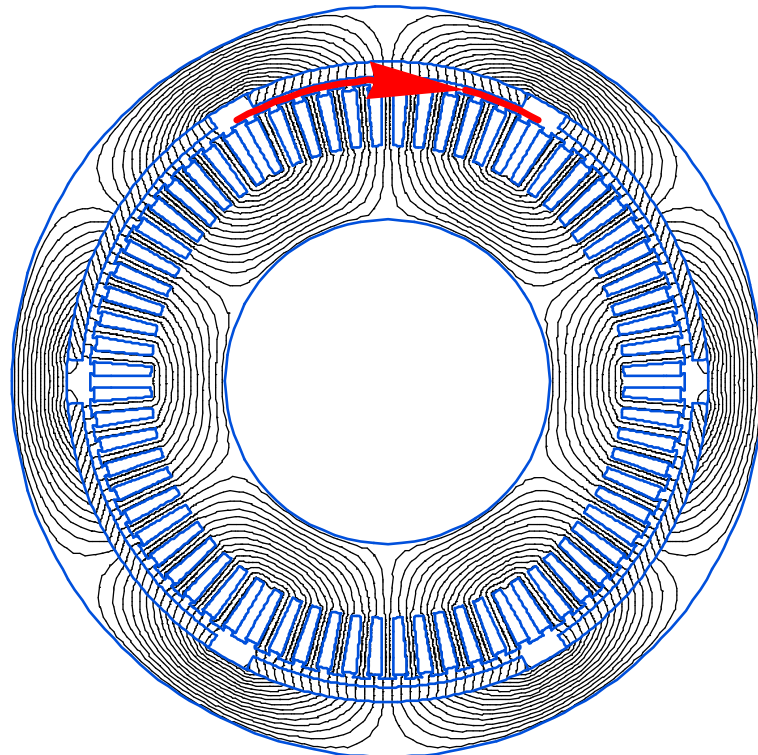
ПМ с параметрами  $B_r=1.42$  Тл,  $H_c=1027$  кА/м. В ходе аналитического расчета были получены значения индукции в зазоре, ЭДС и  $X_a$  по заданным габаритам. Полученные значения оказались достаточными для обеспечения требуемого уровня мощности. При этом намагниченность  $M_0$  ПМ определялась по соотношению (4.1). На рисунке 4.5а приведена расчетная схема, полученная по результатам аналитического расчета, с построенной сеткой.

Определение параметров машины проводится аналогично п.4.1.1: на основе полученного распределения магнитных полей был определен магнитный поток через заданный контур (рисунок 4.5б), распределение магнитной индукции по данному контуру (рисунок 4.6), а так же потокосцепление на один виток фазы ОЯ. В итоге были получены ЭДС холостого хода, главное индуктивное сопротивление, мощность машины по соотношениям (4.3), (4.5) и (4.6).

В таблице 4.4 приведено сравнение результатов аналитического расчета и численного моделирования.



а)



б)

Рисунок 4.5. а – расчетная схема с сеткой конечных элементов; б – магнитные силовые линии, образованные ПМ индуктора

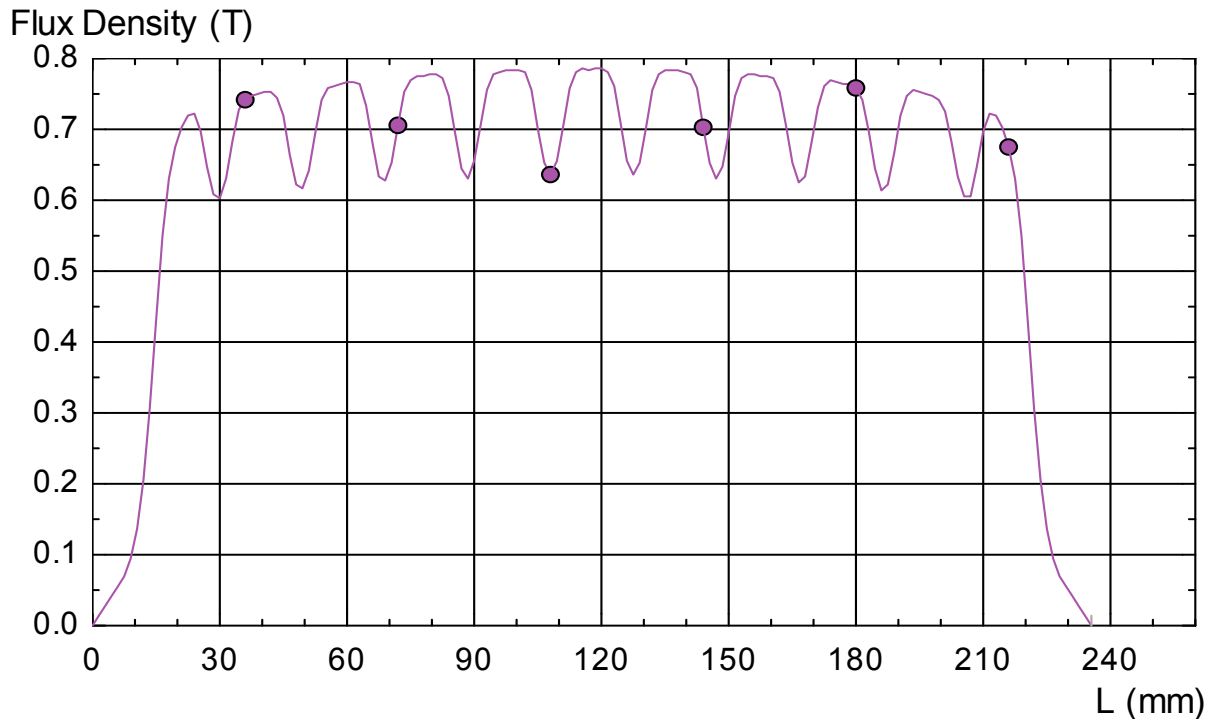


Рисунок 4.6. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре на один полюс

Таблица.4.4. Сопоставление результатов аналитического расчета и численного моделирования ВТСП СД для электротранспорта

Параметр	Аналитический расчет	Численное моделирование	Погрешность
Максимальная индукция в зазоре, Тл	0,824	0,792	4%
Действующее значение ЭДС, В	484	459	5%
Индуктивное сопротивление, Ом	0,743	0,667	11%
Мощность, кВт	235	223	5%
	Средняя погрешность:		6%

Из таблицы видно, что аналитический расчет, проведенный для данных параметров машины, обеспечивает приемлемую точность. Расхождение результатов аналитического расчета и численного моделирования составляет менее 10%. Полученные значения выходной мощности генератора близки к параметрам исходной машины.

#### 4.1.4. Высокотемпературный сверхпроводниковый синхронный генератор для ветроэнергетической установки мощностью 1 МВт

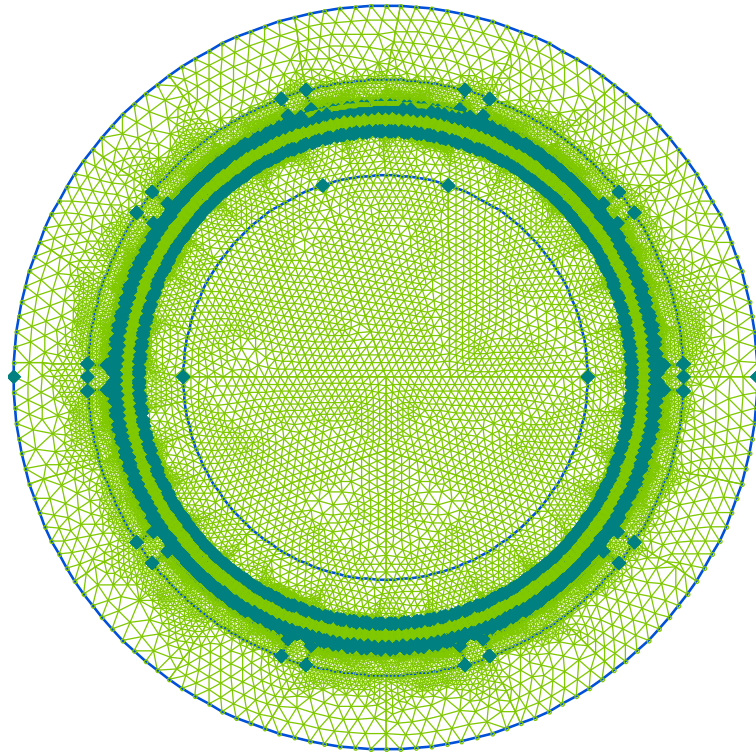
ВТСП СГ для ВЭУ мощностью 1 МВт является электрической машиной традиционной конструкции с электромагнитным возбуждением на основе ВТСП проводов второго поколения.

Так же как и в п.4.1.1 и п.4.1.2 был выполнен аналитический расчет по исходным данным, приведенным в таблице 4.5 [77]. Определенные в ходе расчета размеры активной зоны и параметры ОЯ легли в основу расчетной схемы (рисунок 4.7а), которая использовалась в МКЭ. Большие геометрические размеры обусловлены высокой мощностью генератора, а большое число пар полюсов – низкой частотой вращения.

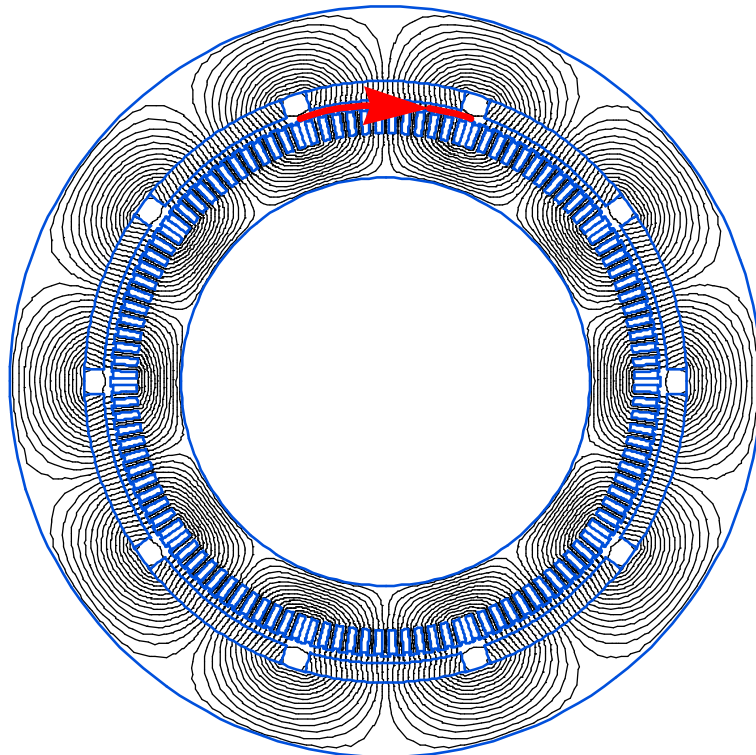
Таблица 4.5. Параметры ВТСП СГ для ВЭУ

Наименование	СПСГ для ВЭУ
Тип ЭМПЭ	СГ
Конструкция (прямая, обращенная)	Прямая
Номинальная мощность, кВт	1000
Номинальное напряжение, В	690
Номинальная частота вращения, мин <sup>-1</sup>	600
Номинальная электрическая частота, Гц	50
Число фаз обмотки статора	3
Число пар полюсов	5
Число витков фазы	40
Радиус расточки, мм	400
Воздушный зазор, мм	13
Максимальный радиус, мм	556
Активная длина, мм	400
Индукция в активном зазоре, Тл	0,87
Плотность тока обмотки статора, А/мм <sup>2</sup>	5,8
Материал обмотки возбуждения	ВТСП
Коэффициент мощности	0,99
КПД	0,986

В ходе численного моделирования по полученным картинам распределения магнитных полей (рисунок 4.7б) были определены  $B_n$  (картина распределения магнитной индукции в зазоре показана на рисунке 4.8),  $E_0$ ,  $X_a$ ,  $P$ . Таким образом, представляется возможным сравнить полученные параметры машины с расчетными значениями. Результаты расчета и моделирования, а так же расхождение результатов в процентном отношении приведены в таблице 4.6.



а)



б)

Рисунок 4.7. а – расчетная схема с сеткой конечных элементов; б – магнитные силовые линии, образованные ПМ индуктора



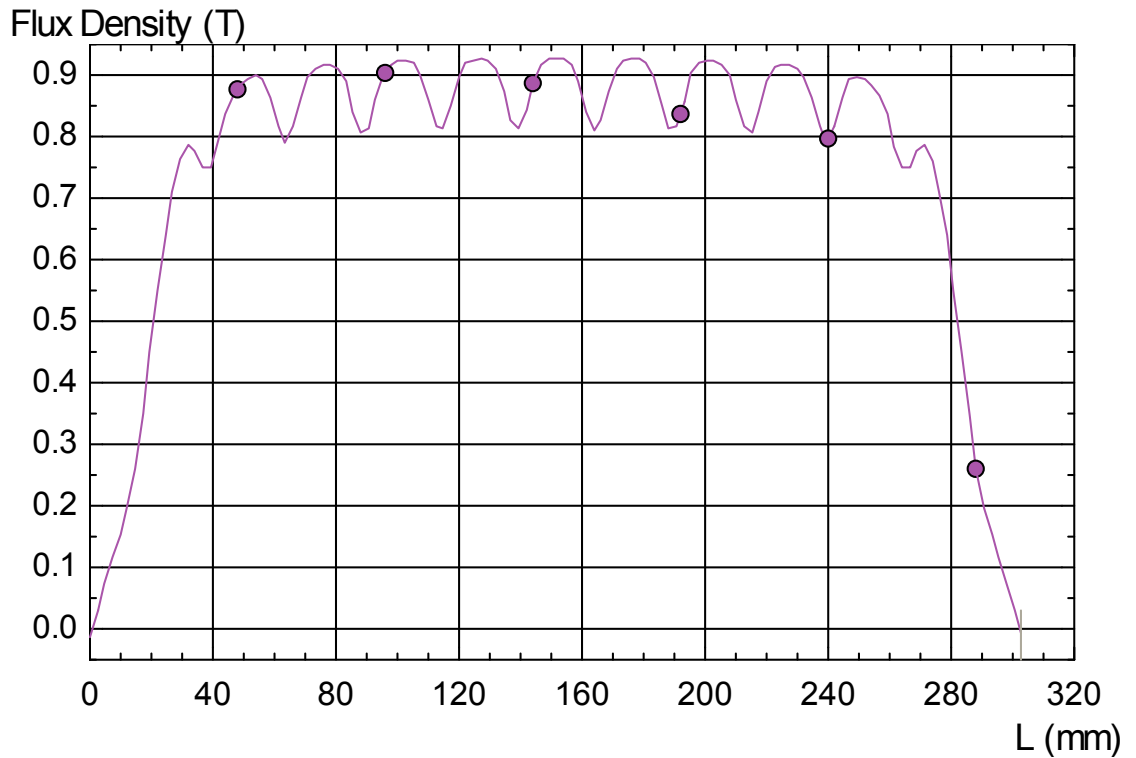


Рисунок 4.8 Распределение нормальной составляющей магнитной индукции в зазоре СПСГ для ВЭУ 1 МВт

Таблица.4.6. Сопоставление результатов аналитического расчета и численного моделирования ВТСП СГ для ВЭУ

Параметр	Аналитический расчет	Численное моделирование	Погрешность
Максимальная индукция в зазоре, Тл	0,902	0,91	1%
Действующее значение ЭДС, В	705	707	1%
Индуктивное сопротивление, Ом	0,189	0,182	3%
Мощность, кВА	1074	1075	1%
	Средняя погрешность:		1%

Из таблицы видно, что аналитический расчет, проведенный для данных параметров машины, обеспечивает хорошую сходимость с численным моделированием, отличие составляет менее 5%. Полученные значения выходной мощности генератора близки к параметрам исходной машины.

#### 4.1.5. Синхронный генератор «ВИНДЭК» 1 кВт

СГ «ВИНДЭК» имеет обращенную конструкцию и предназначен для использования в составе ветроэнергетической установки [66]. Известные параметры генератора, которые были использованы при расчете, приведены в таблице 4.7.

Таблица 4.7. Параметры СГ «ВИНДЭК» 1 кВт

Наименование	СГ «ВИНДЭК»
Тип ЭМПЭ	СГ
Конструкция (прямая, обращенная)	Обращенная
Номинальная мощность (кВт)	1
Номинальное напряжение (В)	57
Номинальная частота вращения ( $\text{мин}^{-1}$ )	450
Радиус расточки (мм)	58
Воздушный зазор, мм	1
Максимальный радиус (мм)	76
Активная длина (мм)	131

В ходе аналитического расчета было определено число пар полюсов, необходимое для создания выходного напряжения частотой, близкой к 50 Гц. Для данной машины при номинальной частоте вращения ротора  $n=450 \text{ мин}^{-1}$  было выбрано число пар полюсов  $p=6$ . При этом частота выходного напряжения составила  $f=45 \text{ Гц}$ . В качестве активных элементов индуктора генератора были выбраны ПМ с параметрами  $B_r=1.1 \text{ Тл}$ ,  $H_c=812 \text{ кА/м}$ . На рисунке 4.9 показана расчетная схема СГ и обозначены основные размеры.

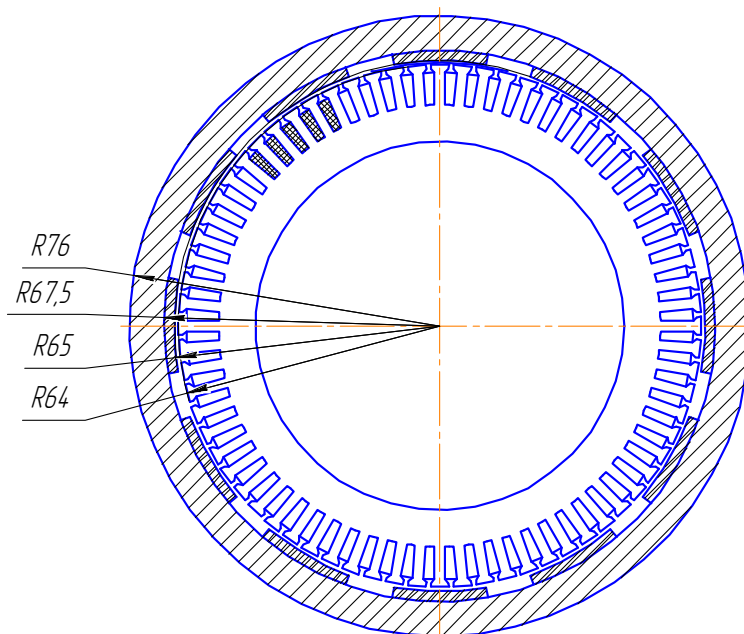
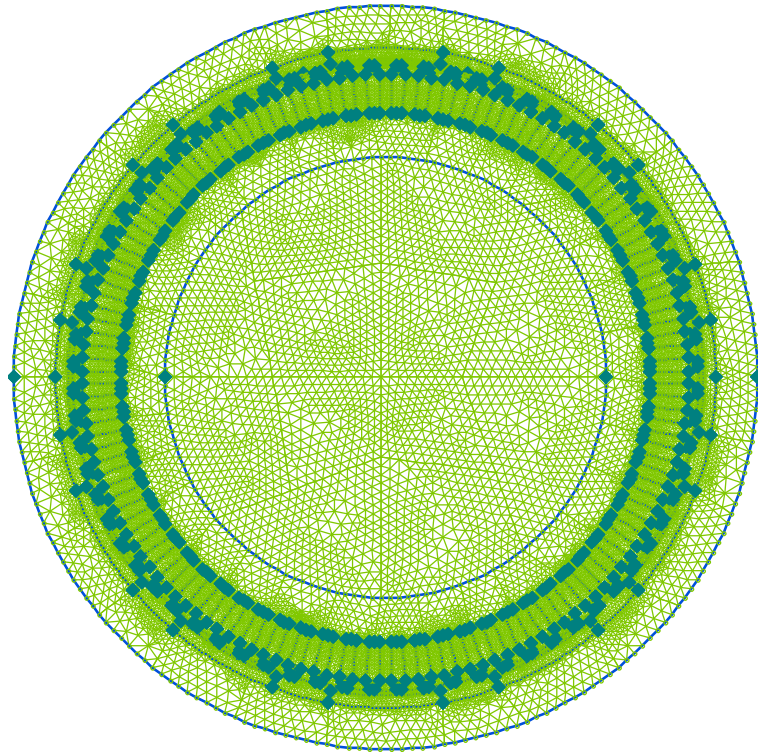


Рисунок 4.9 Расчетная схема СГ с ПМ «ВИНДЭК» для ВЭУ мощностью 1 кВт

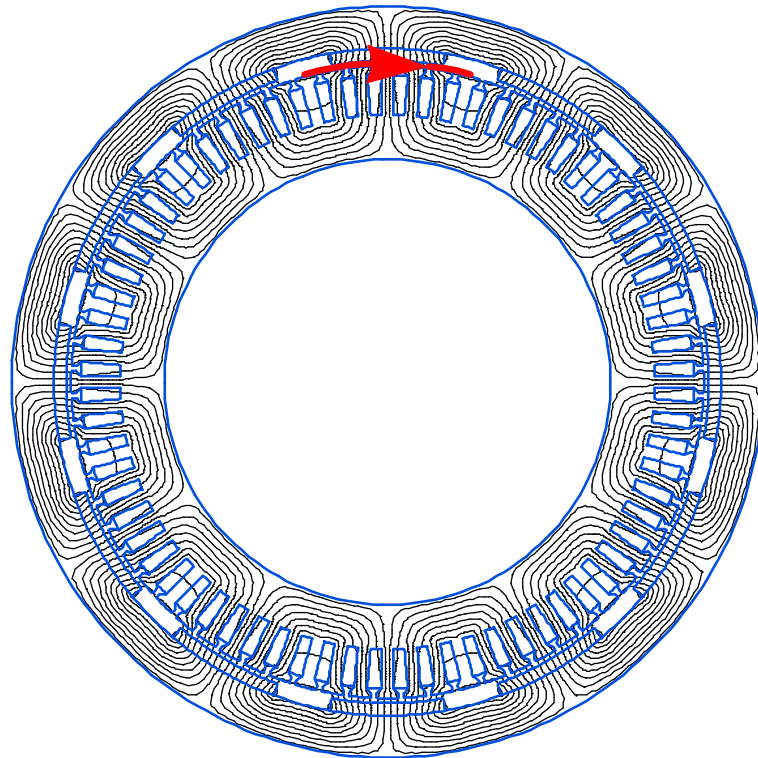
Аналитический расчет показал, что в данных габаритах можно получить значения ЭДС и  $X_a$ , которые необходимы для получения требуемого выходного напряжения и мощности. Расчет параметров магнитной цепи якоря проводился для насыпной обмотки, использование которой целесообразно для машин небольшой мощности [Виноградов]. На рисунке 4.10а приведена расчетная схема с построенной конечноэлементной сеткой. На рисунке 4.10б показано распределение магнитного поля в активной зоне машины при нулевых токах якоря, полученное в ходе решения задачи МКЭ.

На основе полученного распределения магнитных полей можно определить магнитный поток через заданный контур, который показан на рисунке 4.10б. На рисунке 4.11 показана форма кривой магнитной индукции в зазоре на полюсном делении.

Таким образом, представляется возможным сравнить результаты, полученные в аналитическом расчете и при численном моделировании (таблица 4.8) генератора с ПМ обращенной конструкции.



а)



б)

Рисунок 4.10 . а – расчетная схема с конечноэлементной сеткой; б – магнитные силовые линии, образованные ПМ индуктора

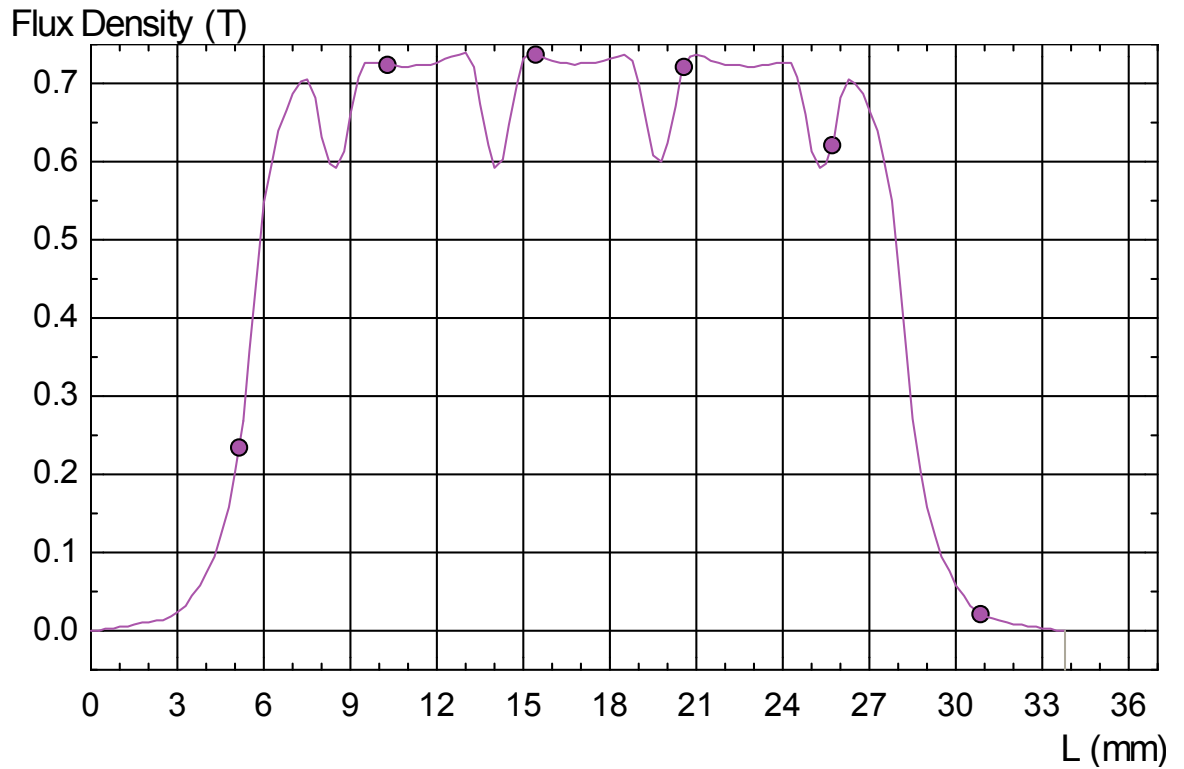


Рисунок 4.11 Форма кривой нормальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре на полюсном делении

Таблица 4.8. Сопоставление результатов аналитического расчета и численного моделирования СГ «ВИНДЭК» 1 кВт

Параметр	Аналитический расчет	Численное моделирование	Погрешность
Максимальная индукция в зазоре, Тл	0,891	0,737	20%
Действующее значение ЭДС, В	59	49	20%
Индуктивное сопротивление, Ом	0,58	0,41	40%
Мощность, кВА	1,1	0,95	15%
	Средняя погрешность:		23%

Из таблицы видно, что аналитический расчет для ряда параметров дает погрешность выше 20%. При этом полученные значения выходной мощности генератора близки к параметрам исходной машины. Различие результатов аналитического расчета и численного моделирования обусловлено сильным влиянием зубцовой зоны статора, которое не учитывается при аналитическом решении. Так же оказывается существенным влияние насыщения магнитопровода статора и ротора.

#### 4.1.6. Синхронный гиросмотор «ГМС-200»

Синхронный гиросмотор «ГМС-200» предназначен для работы в составе гироскопического прибора. Он предназначен для создания кинетического момента. При проектировании гиросмоторов стремятся при заданных габаритах увеличить кинетический момент путем увеличения частоты вращения и осевого момента инерции ротора. Однако увеличение частоты вращения ограничено долговечностью опор ротора, и в гироскопах, рассчитанных на длительный срок службы, частота вращения ротора не превышает 30000 об/мин. Основные данные, используемые при расчете гиросмотора приведены в таблице 4.9. [14]

Таблица 4.9. Исходные данные ГМС-200

Наименование	СПСД для электротранспорта
Тип ЭМПЭ	СГД
Конструкция (прямая, обращенная)	Обращенная
Номинальное напряжение (В)	40
Номинальная частота вращения ( $\text{мин}^{-1}$ )	30000
Радиус расточки (мм)	9,4
Воздушный зазор, мм	0,1
Максимальный радиус (мм)	11,9
Активная длина (мм)	7,6

По известным исходным данным был проведен аналитический расчет СМ с постоянными магнитами по соотношениям, приведенным в главе 2. В

ходе него было определено значение магнитной индукции в зазоре  $B_{\delta}$ , ЭДС холостого хода  $E_0$  и главное индуктивное сопротивление  $X_a$ . Далее по известным соотношениям была рассчитана магнитная цепь якоря и построен поперечный разрез машины. На рисунке 4.12 приведен поперечный разрез, который импортировался в ППП «Elcut Professional» для проведения численного моделирования методом конечных элементов.

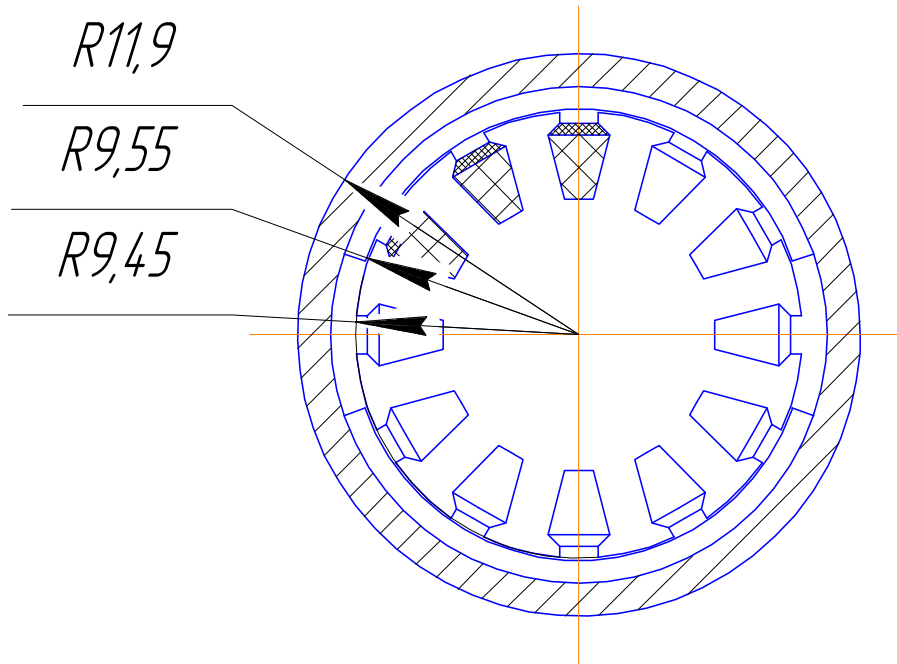


Рисунок 4.12 Поперечный разрез ГМС-200

После импортирования поперечного сечения гиросинхронного двигателя в ППП «Elcut Professional», необходимо построить расчетную сетку. Это делается в автоматическом режиме. Расчетная модель с нанесенной конечноэлементной сеткой показана на рисунке 4.13.



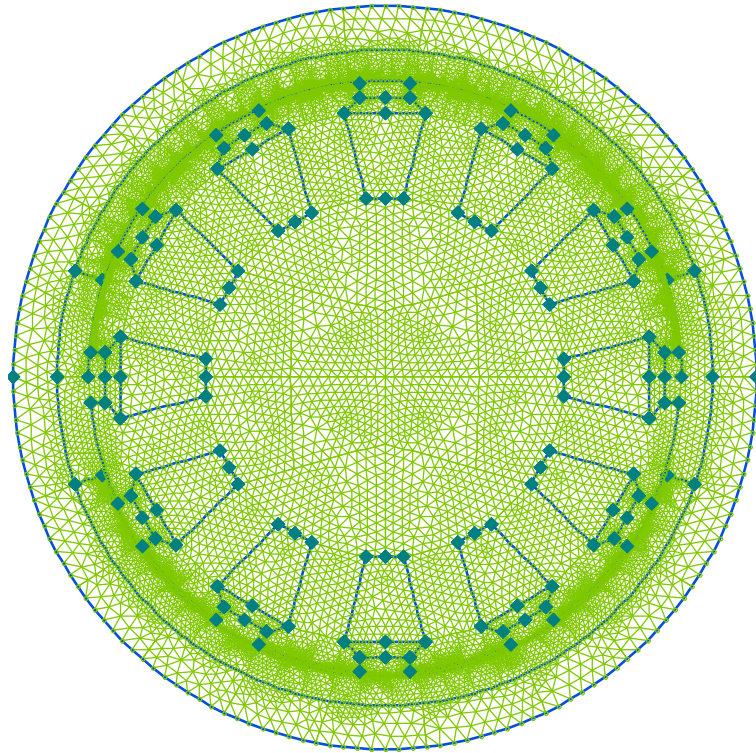


Рисунок 4.13 Расчетная модель ГМС-200 с нанесенной конечноэлементной сеткой

Далее для данной модели проводился расчет распределения магнитных полей. В качестве активных элементов ротора были выбраны ПМ с параметрами: остаточная магнитная индукция  $B_r=0.9$  Тл, коэрцитивная сила  $H_c=720$  кА/м. На рисунке 4.14. показан результат расчета – картина магнитных полей в активной зоне машины. Так же на рисунке 4.14 выделен контур через который определяется магнитный поток от ПМ магнитов ротора, а на рисунке 4.15 показана форма нормальной составляющей магнитной индукции по длине этого контура.



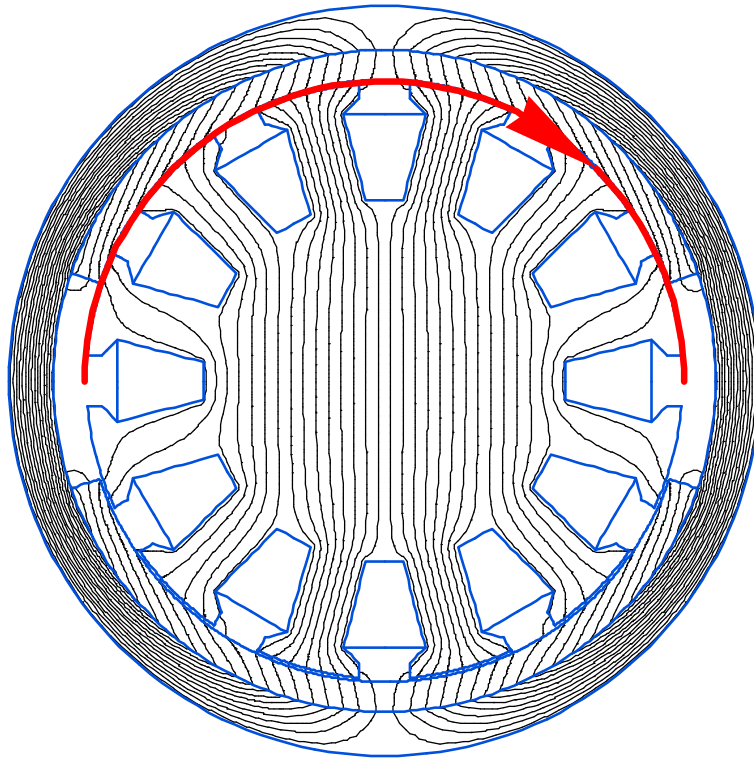


Рисунок. 4.14 Магнитные силовые линии, образованные ПМ ротора

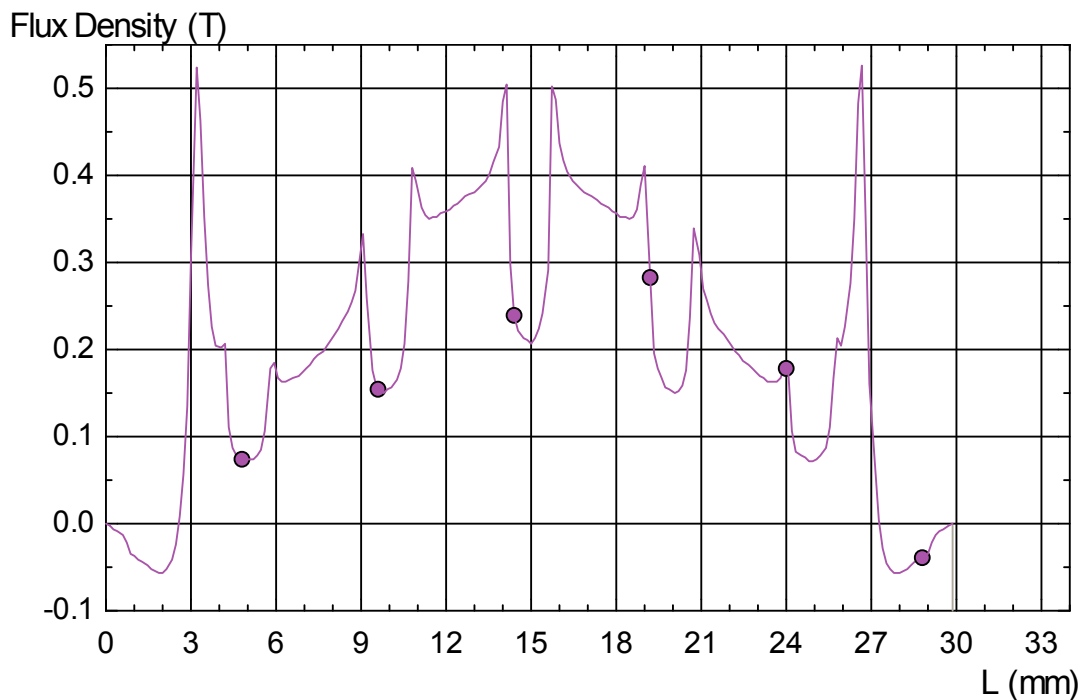


Рисунок 4.15. Форма нормальной составляющей магнитной индукции в зазоре

В ходе численного моделирования были получены значения потока ПМ ротора  $\Phi_m$ , а так же потокосцепление на один виток фазы ОЯ  $\Psi$ . На основе

этих величин были определены основные характеристики машины, аналогичные тем, что были получены в ходе аналитического расчета. В таблице 4.10 приведены результаты, полученные в ходе численного моделирования и аналитического расчета и приведено процентное их соотношение.

Таблица 4.10. Сопоставление результатов аналитического расчета и численного моделирования ГМС-200

Параметр	Аналитический расчет	Численное моделирование	Погрешность
Максимальная индукция в зазоре, Тл	0,701	0,614	14%
Действующее значение ЭДС, В	38	33	15%
Индуктивное сопротивление, Ом	33	29	13%
Мощность, Вт	6,2	5,6	11%
	Средняя погрешность:		13%

Из таблицы 4.10 видно, что для данной машины получена приемлемая погрешность, которая составляет менее 20%.

Из проведенных поверочных расчетов видно, что аналитическая методика дает довольно точную оценку основных параметров машины при различных уровнях мощности и геометрических размерах машин обращенной конструкции. Это позволяет сделать вывод, что методика, разработанная в главе 2 может быть использована на начальном этапе проектирования электрических машин обращенной конструкции.

## **Выводы**

1. На основе полученных в ходе моделирования в ППП «Elcut Professional» значений магнитного потока  $\Phi_0$  и главного индуктивного сопротивления  $X_a$  было проведено сравнение результатов численного моделирования и аналитических расчетов.
2. Было установлено, что аналитическая методика, разработанная в главе 2, обладает погрешностью 20% для малых размеров обращенных электрических машин и 5% для больших ЭМП.
3. Хорошая сходимость результатов, полученных методом конечных элементов и по аналитической методике позволяет сделать вывод о том, что разработанная аналитическая методика может быть использована на раннем этапе проектирования электрических машин обращенной конструкции.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны аналитические методики расчета многополюсных синхронных машин обращенной конструкции с постоянными магнитами и электромагнитным возбуждением, имеющие важное значение для создания новых типов ЭМП обращенной конструкции, которые могут быть использованы для общей энергетики, а также для авиационной и космической техники. На основе данных методики проведены расчетно-теоретические исследования машин обращенной конструкции, на основе которых можно сделать следующие выводы:

1. Получено аналитическое решение задачи о распределении двухмерных магнитных полей в активной зоне многополюсной синхронной электрической машины обращенной конструкции с постоянными магнитами и с электромагнитным возбуждением. Полученное аналитическое решение учитывает геометрию активной зоны машины, число пар полюсов, число фаз и параметры индуктора.
2. На основе полученных решений о распределении магнитных полей найдены аналитические выражения для расчета основных параметров синхронных электрических машин обращенной конструкции с ПМ и с электромагнитным возбуждением, их зависимость от геометрии ротора, в частности от толщины ПМ, и полюсности машины.
3. На основе полученных аналитических решений построены угловые характеристики магнитоэлектрических синхронных машин обращенной конструкции, которые показывают, что применение ВТСП криомагнитов в роторе позволяет увеличить перегрузочную способность данного класса машин в несколько раз.
4. Проведенные теоретические исследования показали целесообразность увеличения числа пар полюсов

магнитоэлектрической синхронной машины обращенной конструкции, а так же высоты ПМ магнитов индуктора, до определенного предела, так как это позволяет увеличить мощность машины.

5. На основе теоретических результатов, полученных в главе, разработана методика предварительного расчета основных параметров синхронной машины обращенной конструкции с ПМ.
6. Полученные в ходе расчетов параметров синхронных электрических машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением данные показали, что существует оптимум максимальной мощности по значению МДС, связанный с потоками рассеяния, что позволяет проводить экспертные оценки МДС при заданных размерах машины.
7. На основе анализа полученных в главах 1 и 2 аналитических решений сформулирован критерий сравнения машин обращенной конструкции с электромагнитным возбуждением и от ПМ по максимальной мощности (перегрузочной способности). Получено аналитическое выражение для данного критерия, позволяющее проводить сопоставление машин обращенной конструкции по значению МДС.
8. Полученные в главе аналитические соотношения, а также проведенные расчетные исследования показали, что для двух машин с одинаковой геометрией активной зоны и обмоточными параметрами при неизменной частоте вращения ротора мощность машины с электромагнитным возбуждением при малом числе пар полюсов ( $p \leq 2$ ) может быть выше, чем для машины с возбуждением от ПМ, но с увеличением полюсности ее значение резко падает и при  $p > 2$  оказывается ниже мощности магнитоэлектрической машины.

9. Сравнительный анализ по перегрузочной способности двух типов машин одинаковой конструкции с равной линейной нагрузкой якоря показал целесообразность перехода к электромагнитному возбуждению при уровне тока в обмотках возбуждения близких к 100 А, что достижимо только при использовании ВТСП обмоток возбуждения ротора и криогенном охлаждении до температур жидкого азота и ниже.
10. Сформулирован критерий, по которому можно проводить оценку целесообразности применения ВТСП проводов при проектировании ЭМП обращенной конструкции.
11. Проведенные расчетно-теоретические исследования показали, что синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением на основе ВТСП проводов имеют в несколько раз большую мощность по сравнению с магнитоэлектрическими машинами при малом числе пар полюсов и при больших частотах вращения ротора.
12. На основе полученных в ходе моделирования в ППП «Elcut Professional» значений магнитного потока  $\Phi_0$  и главного индуктивного сопротивления  $X_a$  было установлено, что аналитическая методика, разработанная в главе 2, обладает погрешностью 20% для малых размеров обращенных электрических машин и 5% для больших ЭМП.
13. Хорошая сходимость результатов, полученных методом конечных элементов и по аналитической методике позволяет сделать вывод о том, что разработанная аналитическая методика может быть использована на раннем этапе проектирования электрических машин обращенной конструкции.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Алиевский Б.Л. Специальные электрические машины. Книга 1. – М.: Энергоатомиздат, 1993 – 320 с.
2. Арбузов Ю.В., Делекторский Б.А. Гиродвигатели. – М.: Машиностроение, 1983 – 176 с.
3. Аскерко В.С., Бобов К.С. Винокуров В.А. Авиационные электрические машины. – М.: Типография ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1959 – 532 с.
4. Балагуров В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. – М.: Высшая школа, 1982.
5. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Ларионов А.Н. Электрические машины с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1964 – 480 с.
6. Бертинов А.И. Авиационные электрические генераторы. – М.: Оборонгиз, 1959 – 594 с.
7. Бертинов А.И. Специальные электрические машины. – М.: Энергоатомиздат, 1982 – 552 с.
8. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. – М.: Энергия, 1970. - 375с.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов // -М.: Наука, 1981.
10. Бут Д.А. Основы электромеханики. – М.: Издательство МАИ, 1996 – 467 с.
11. Бут Д.А., Богданович Е.Г. Электромеханические преобразователи энергии для энергетических установок ЛА: методические указания к курсовому проектированию. – М.: Издательство МАИ, 1989 – 60 с.
12. Бухгольц Г. Расчет электрических и магнитных полей. – М.: Из-во иностранной литературы, 1961 – 712.

13. Вольдек А.И. Электрические машины. – М.: Энергия, 1966 – 782с.
14. Г.А. Сломьянский, А.В. Агапов, Е.М. Родионов, С.И. Румянцев, А.Д. Тимофеева. Детали и узлы гироскопических приборов. Атлас конструкций. – М. Машиностроение, 1975 – 364 с.
15. Говорков В.А. Электрические и магнитные поля. – М.: Энергия, 1968 – 488 с.
16. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. – М.: Высшая Школа, 1984.
17. Григорьев И.С., Мейлихов Е.З. Физические величины. Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1991 – 1232 с.
18. Дежин Д.С., Ильясов Р.И. Электромеханика для начинающих: просто о сложном. – М.: Буки Веди, 2011 – 240 с.
19. Дежин Д.С., Кавун Ю.Ю., Ковалев Л.К. Синхронные электродвигатели с радиально тангенциальными магнитами // Электричество. – 2007. – №11. – С. 16–23.
20. Делекторский Б.А., Мастяев Н.З., Орлов И.Н. Проектирование Гироскопических электродвигателей. – М.: Машиностроение, 1968 – 252 с.
21. Домбровский В.В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1983 – 256 с.
22. Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1989 – 400 с.
23. Зечихин Б.С. Автоматизированный расчет авиационного синхронного генератора. – М.: Из-во МАИ, 1989 – 64 с.
24. Зечихин Б.С., Чварков Э.А. Автоматизированный расчет Синхронного генератора с постоянными магнитами. – М.: Издательство МАИ, 1991 – 47с



25. Зимин В.И., Каплан М.Я., Палей А.М. Обмотки электрических машин – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961 – 476 с.
26. Зоммерфельд А. Электродинамика. - М.: Иностранная литература, 1958.
27. Иванов Н. С., Тулинова Е. Е. Синхронные генераторы обращенной конструкции с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок и малой гидроэнергетики // Труды МАИ – 2013 – №68;
28. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980 – 928 с.
29. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. – М.: Высшая школа, 1989.
30. Казаков Ю.Б., Тихонов А.И. Программирование численного эксперимента с использованием конечно-элементной модели магнитного поля в объектах электромеханики. – Иваново, 2008 – 80 с.
31. Казовский Е.Я., Карцев В.П., Шахтарин В.Н. Сверхпроводящие магнитные системы. – Л.: Наука, 1967 – 323 с.
32. Калугин В.Н. Магнитоэлектрический синхронный генератор обращенной конструкции. Патент №907713.
33. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. - М.: Наука, 1973. - 576с.
34. Кацман М.М. Электрические машины. – М.: Высшая школа, 2001 – 463 с.
35. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л, Тулинова Е.Е., Иванов Н.С. Методика расчета распределения магнитного поля в активной зоне синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением в автономных электроэнергетических установках // Электричество – 2014 – №5 – стр. 12-17.

36. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Дежин Д.С., Полтавец В. Н., Вержбицкий Л.Г. Кинетический накопитель энергии с ВТСП-магнитным подвесом // News Кабель – №2 – март-апрель 2011.
37. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Конеев С.М.-А., Пенкин В.Т., Полтавец В.Н., Ильясов Р.И., Дежин Д.С. Электрические машины и устройства на основе массивных высокотемпературных сверхпроводников. – М.: Физматлит, 2010 – 396 с.
38. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Конеев С.М.-А., Пенкин В.Т., Полтавец В.Н. Электротехнические преобразователи на основе массивных высокотемпературных сверхпроводников. – М.: Издательство МАИ, 2008 – 440 с.
39. Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Тулинова Е.Е., Иванов Н.С. Многополюсные синхронные генераторы с постоянными магнитами для ветроэнергетических установок // Электричество – 2013 – №8 – стр. 2-8.
40. Коген-Далин В.В., Комаров Е.В. Расчет и испытание систем с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1977 – 247 с.
41. Комисар М.И. Электрические машины гироскопических систем. – М.: Оборонгиз, 1963 – 288 с.
42. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 1987 – 248 с.
43. Копылов И.П. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1980 – 496 с.
44. Кузнецов В.А. Моделирование магнитных полей и процессов в электромеханических преобразователях. Труды МЭИ. 1993. Вып. 665.
45. Куприянов, А.Д. Автоматизированное проектирование электромеханических преобразователей с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Куприянов Андрей Дмитриевич. – М., 2004. – 131 с

46. Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Энергоатомиздат, 1984 – 168 с.
47. Левин А.В., Мусин С.М., Харитонов С.А., Ковалев К.Л., Герасин А.А., Халютин С.П. Электрический самолет: концепция и технологии – Уфа: УГАТУ, 2014 – 388 с.
48. Лютер Р.А. Расчет синхронных машин. – Л.: Энергия. 1979 – 272 с.
49. Межотраслевое научно-техническое объединение «ИНСЭТ» [Электронный ресурс]. – <http://www.inset.ru/>
50. Министерство энергетики Российской Федерации [Электронный ресурс]. – <http://minenergo.gov.ru/>
51. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Elcut. Руководство пользователя. [Электронный ресурс]. – [http://elcut.ru/free\\_doc\\_r.htm](http://elcut.ru/free_doc_r.htm).
52. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. – Л.: Энергоиздат, 1981. – Т. 1-2.
53. Полтавец В.Н., Ковалев Л.К., Ковалев К.Л., Егошкина Л.А., Колчанова И.П. Патент №. 133986 от 27 октября 2013г. (Заявка № 2013116214 от 09 апреля 2013г.).
54. Производственный кооператив «ТОР» [Электронный ресурс]. – <http://www.elcut.ru/>.
55. Российская ассоциация ветроиндустрии [Электронный ресурс]. – [www.rawi.ru](http://www.rawi.ru)
56. Роуз-Инс А., Родерик Е. Введение в физику сверхпроводимости. – М.: Мир, 1972.
57. Сверхпроводники для электроэнергетики // Информационный бюллетень. [Электронный ресурс] – <http://perst.issph.kiae.ru/supercond>
58. Сергеев П.С. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1969 – 632 с.

59. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. – М.: Из-во Наука, 1972 – 735 с.
60. Удалов С.Н. Возобновляемые источники энергии. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. – 432 с.
61. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 760с.
62. Шмидт В.В. Введение в физику сверхпроводников. – М.: МЦННО, 2000.
63. Щербаков В.И. ВТСП моторы и генераторы для нужд флота // Инф. бюллетень «Сверхпроводники для электроэнергетики» – 2007. – Т.4. – Вып.3.
64. Электроventильаторы 1,1ЭВ-1,4-3-1270. Промышленно-производственная группа «Иолла». Каталог продукции [Электронный ресурс]. <http://www.iolla.info/products/maloshumnye/164/>
65. Электрогенератор для ветроэнергетических установок прямого привода с постоянными магнитами [Электронный ресурс] – [http://www.elektromehanicka.narod.ru/HTMLs/3\\_1.htm](http://www.elektromehanicka.narod.ru/HTMLs/3_1.htm)
66. Электрогенераторы ВИНДЭК для ветряков и микро ГЭС [Электронный ресурс]. – [http://rosinmn.ru/elektro/alternator\\_windec.htm](http://rosinmn.ru/elektro/alternator_windec.htm)
67. Электродвигатель бесконтактный постоянного тока ДБУ-100. Отраслевые каталоги [Электронный ресурс]. – <http://www.avtomash.ru/katalog/pred/electro/miela/dbu100.htm>
68. Электродвигатель бесконтактный управляемый постоянного тока ДБУ 260. Отраслевые каталоги [Электронный ресурс]. – <http://www.avtomash.ru/katalog/pred/electro/miela/dbu260.htm>
69. American Superconductor. [Электронный ресурс]. – amsc.com
70. Charles P Pools, Horacio A. Farach, Richard J. Creswick. Superconductivity. – Academy Press. 1995 – 620 p.
71. Creating Magic NdFeB. Catalogue. ZHmag, 2012

72. D Dezhin, R Ilyasov, S Kozub, K Kovalev1, L Verzhbitsky. Synchronous motor with HTS-2G wires. 11th European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS2013) IOP Publishing Journal of Physics: Conference Series 507 (2014) 032011 doi:10.1088/1742-6596/507/3/032011
73. Enercon. Wind turbines [Электронный ресурс]. – <http://www.enercon.de/en-en/Windenergieanlagen.htm>
74. European Wind Energy Association [Электронный ресурс]. – <http://www.ewea.org/>
75. Freyhardt H. Coated conductors // EUCAS – 2001, Copenhagen. 26 – 30 August 2001
76. Goldwind 1.5 MW permanent magnet direct-drive platform [Электронный ресурс]. – <http://www.goldwindamerica.com/technology-capabilities/1-5-mw-pmdd/>
77. K Kovalev, L Kovalev, V Poltavets, S Samsonovich, R Ilyasov, A Levin, M Surin. Synchronous Generator with HTS-2G field coils for Windmills with output power 1 MW. 11th European Conference on Applied Superconductivity (EUCAS2013) IOP Publishing Journal of Physics: Conference Series 507 (2014) 032023 doi:10.1088/1742-6596/507/3/032023
78. Marine Current Turbines [Электронный ресурс]. – <http://www.marineturbines.com/>
79. Masson P.J. HTS Machines As Enabling Technology [Text] // P.J.Masson, G.V. Brawn, D.S. Soban, C.A. Luango / for All-Electric Airboth Vechiles NASA Glenn Research Center. 26.04.2007.
80. Moon Fr. Superconductivity Levitation. – Cornel University, 1996.
81. Murakami M. Recent development of bulk high temperature in Japan. – 3rd Intern. Workshop on Processing and Application of Superconducting (Re)BCO Large Grain Materials. 11-13 July. Seatle, USA.
82. Siemens SWT-2.3-113-product brochure [Электронный ресурс ]. – <http://www.energy.siemens.com/hq/pool/hq/power->

[generation/renewables/wind-power/wind%20turbines/SWT-2.3-113-product-brochure.pdf](#).

83. Siemens. 6MW\_direct\_drive\_offshore\_wind\_turbine [Электронный ресурс]. –

[https://www.swe.siemens.com/spain/web/es/energy/energias\\_renovables/eolica/Documents/6MW\\_direct\\_drive\\_offshore\\_wind\\_turbine.pdf](https://www.swe.siemens.com/spain/web/es/energy/energias_renovables/eolica/Documents/6MW_direct_drive_offshore_wind_turbine.pdf)

84. Siemens. Энергия океана. [Электронный ресурс]. –

<http://www.energy.siemens.com/ru/ru/renewable-energy/hydro-power/ocean-power.htm>.

85. Smag. Magnet Grade and Properties. Catalogue.