

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное
Учреждение высшего образования
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Ю.И. Рясков, Н.М. Шайтор

ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

Монография

Севастополь
2018

УДК 621.31
ББК 31.261.62

Р е ц е н з е н т ы:

А.Н. Баранов – кандидат технических наук, профессор
(Черноморское Высшее Военно-морское училище им. П.С. Нахимова);
А.В. Углов – кандидат технических наук, доцент
(Севастопольский государственный университет)

Рясков Ю.И.

Р997 Индукторные машины аксиально-радиальной конфигурации: монография [Электронный ресурс] / Ю.И. Рясков, Н.М. Шайтор. - Электрон. дан. - Севастополь: СевГУ, 2018. - 137 с. - Режим доступа: свободный после авторизации. - Загл. с экрана.

В монографии рассматриваются проблемы снижения массогабаритных и стоимостных показателей индукторных машин высокой частоты. Авторы видят решение её в изменении структуры электромагнитного ядра машины. Для этой цели предлагается использовать машины не барабанного типа, а торцевые машины аксиально-радиальной конфигурации. За счет особой конструкции таких машин возможно снижение массогабаритных и стоимостных показателей по сравнению с индукторными машинами барабанного типа соответствующей мощности в 4 и более раз. В такой машине значительно уменьшены пассивные части электрических и магнитных контуров, не участвующих непосредственно в процессе электро-механического преобразования энергии, что позволяет обеспечить достижение высоких удельных массогабаритных и энергетических показателей. Разработана методика и алгоритм расчета при эскизном проектировании таких машин так, как традиционные методы расчета не приемлемы из-за того, что электромагнитное ядро машин аксиально-радиальной конфигурации имеет ячеистую структуру, другое направление основного магнитного потока, содержит сосредоточенные обмотки и распределенную магнитную систему. Книга предназначена для инженеров-электриков, работающих в области производства и эксплуатации электрических машин, а также может быть полезна студентам вузов электротехнических специальностей.

УДК 621.31
ББК 31.261.62

Монография утверждена Учёным советом Института ядерной энергии и промышленности Севастопольского государственного университета, протокол № 1 от 25 января 2018 г.

© Рясков Ю.И., Шайтор Н.М., 2018
© ФГАОУ ВО «Севастопольский
государственный университет», 2018

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в различных отраслях промышленности и на транспорте нашли применение электрические машины переменного тока повышенной частоты (свыше 400 Гц) [1 – 18]. В промышленности используются высокочастотные генераторы для индукционной поверхностной закалки, электроплавки, электросварки, электротермообработки, электросушки. Генераторы и двигатели повышенной частоты применяются в автономных транспортных электроэнергетических системах, на летательных аппаратах и судах на воздушной подушке. За последние годы получили развитие высокочастотные электродвигатели, которые применяются для внутришлифовальных станков, различного рода центрифуг в химической и медицинской промышленности, в качестве гиродвигателей в авиации и на судах.

При питании установок от источников тока высокой частоты нередко требуется иметь пониженные скорости вращения механизмов. Использование в этом случае механических редукторов нежелательно из-за увеличения массогабаритных показателей установок, повышенного шума, а также снижения надежности и срока службы.

Применяемые в основном для этих целей индукторные машины с барабанным зубчатым ротором, имея удовлетворительные электрические характеристики, значительно уступают низкочастотным синхронным машинам [1 – 4, 19, 20] по удельным массогабаритным и стоимостным показателям вследствие неполного использования магнитного потока. Получение высокой частоты генерируемого напряжения классическими синхронными машинами ограничивается числом полюсов на роторе и допустимой частотой вращения по условиям механической прочности ротора.

К недостаткам машин обоих типов следует отнести и тот фактор, что они содержат значительную долю пассивных магнитных и электрических контуров, не участвующих непосредственно в электромеханическом преобразовании энергии и увеличивающих расход меди, электротехнической стали и стоимость машины.

Задача улучшения массогабаритных показателей, уменьшения стоимости машин повышенной частоты, используемых в различных областях машино-строения и транспорта, является актуальной.

Авторами предлагается использовать для этого индукторные машины торцевого типа с аксиально-радиальной конфигурацией магнитной системы (ИМАРК), на которые ими получены патенты на изобретения.

Улучшение массогабаритных и стоимостных показателей машины достигается за счет особой конструкции, которая дает возможность исключить пассивные массы из состава электромагнитного ядра; выполнить магнитную систему из отходов раскройки листов электротехнической стали, а кольцевые электрические обмотки – из алюминия вместо меди; применить в качестве конструкционных деталей высокопрочные пластмассы, использовать подшипники облегченных серий.

Такие машины могут найти применение в качестве генераторов, двигателей, преобразователей частоты и числа фаз при значительном улучшении массогабаритных и стоимостных показателей по сравнению с индукторными машинами барабанного типа.

К положительным качествам этих машин также можно отнести простоту конструкции, технологичность выполнения и укладки сосредоточенных кольцевых обмоток, улучшенное качество генерируемой энергии, повышенную перегрузочную способность, снижение массы и инерционности ротора, повышение ресурса работы подшипников.

Создание таких машин потребовало разработки нового метода и методики расчета при эскизном проектировании, поскольку традиционные методы расчета не могут быть применены потому, что электромагнитное ядро ИМАРК имеет ячеистую структуру, иное пространственное направление основного магнитного потока и, в отличие от традиционных машин, содержит сосредоточенные обмотки и распределенную магнитную систему.

Для наиболее полного использования преимуществ машин новой конструкции разработан метод и методика синтеза ИМАРК на примере генератора аксиально-радиальной конфигурации (ИГАРК) с максимальной удельной мощностью и минимальной стоимостью.

РАЗДЕЛ 1

КОНСТРУКТИВНЫЕ СХЕМЫ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

1.1. Синхронные машины повышенной частоты

Машинные генераторы с частотой тока 500 – 1000 Гц называют генераторами переменного тока повышенной частоты, а машины с частотой выше 1000 Гц – высокочастотными [9 – 11, 16 – 18]. Генераторы переменного тока повышенной и высокой частоты могут быть разделены на два принципиально различных типа:

- синхронные генераторы с многополюсными роторами, с обмоткой возбуждения, расположенной на полюсах и вращающейся вместе с ротором;
- индукторные генераторы с обмоткой возбуждения на статоре и зубчатым ротором.

По принципу действия синхронные генераторы повышенной частоты не отличаются от генераторов нормальной частоты [9 – 11]. Генератор состоит из статора, в пазах которого расположена обмотка якоря переменного тока и ротора с обмоткой возбуждения постоянного тока. Вращающуюся обмотку ротора соединяют с внешним источником постоянного тока посредством контактных колец и щеток. При вращении ротора поток возбуждения пересекает проводники обмотки статора и индуцирует в ее фазах переменную ЭДС с частотой

$$f = pn, \quad (1.1)$$

где p – число пар полюсов;

n – частота вращения ротора.

Из формулы (1.1) следует, что при $n = 50$ об/с для частоты 500 Гц ротор должен иметь полюсов

$$2p = 2 \frac{f}{n} = 2 \cdot \frac{500}{50} = 20 \text{ полюсов.}$$

Большое число полюсов обуславливает [9 – 11] специфическую форму полюсов синхронных генераторов переменного тока повышенной частоты (рис. 1.1).

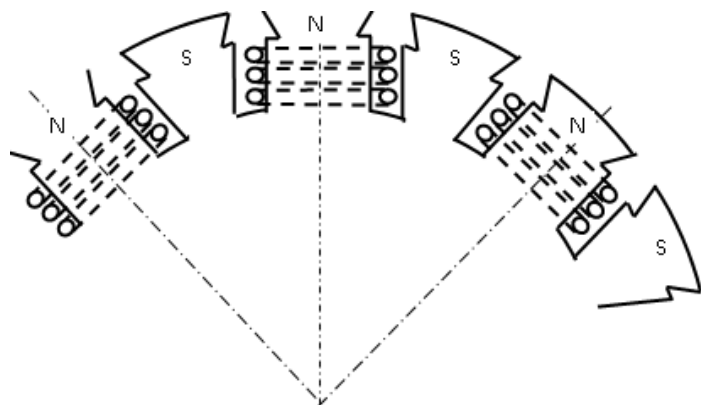


Рис. 1.1 Ротор синхронного генератора повышенной частоты

Для удобства установки катушек возбуждения, делают попеременно один зубец с параллельными сторонами, а следующий - трапецеидальный (см. рис. 1.1). Таким образом, число полюсов машины $2p$ равно числу зубцов ротора Z_2 , значит число зубцов

всегда должно быть четным.

При высоких частотах полюсное деление получается небольшим и становится трудно установить обмотки возбуждения на роторе, поэтому синхронные генераторы такой конструкции применяются лишь для частот, не превышающих 500 Гц.

Достоинствами синхронных машин повышенной частоты являются:

- приемлемые массогабаритные и стоимостные показатели;
- высокий КПД;
- достаточно высокое качество генерируемого напряжения.

Недостатками этих машин являются:

- невозможность изготовления на генерируемые частоты свыше 500 Гц;
- малое число катушек статора на полюс, что заставляет принимать дополнительные меры для снижения высших гармоник в кривой ЭДС;
- снижение надежности, срока службы из-за контактно-щеточного узла.

1.2. Индукторные генераторы

Индукторные генераторы (ИГ), как электрические машины, известны и применяются более 110 лет. Несмотря на многообразие типов индукторных машин (ИМ), принцип их работы одинаков [1 – 18].

Индукторной машиной называют электрическую машину переменного тока, у которой магнитная индукция в любой точке якоря изменяется только по величине без изменения знака. В ИМ все обмотки размещены на статоре и неподвижны, а изменение магнитного потока, пронизывающего обмотку якоря вызывается перемещением ферромагнитных масс ротора.

В практике большей частью пользуются классификацией ИМ по типу активной зоны и по пространственному расположению системы возбуждения.

По этому признаку индукторные генераторы делятся на две группы:

- одноименнополюсные;
- разноименнополюсные.

1.2.1. Одноимённополюсные индукторные генераторы

В одноимённополюсных ИГ зубцы ротора при его вращении остаются в поле одной полярности, причем неподвижные катушки возбуждения вынесены за пределы статора и ось катушки возбуждения совпадает с осью ротора. Эту группу машин принято называть униполярными [9]. Их можно подразделить на две конструктивно различные системы: генераторы с цилиндрическим ротором; генераторы с дисковым ротором. В свою очередь генераторы с цилиндрическим ротором могут быть однопакетными и двухпакетными.

Примером простейшего униполярного однопакетного генератора является генератор, магнитная система которого в разрезах изображена на рис. 1.2.

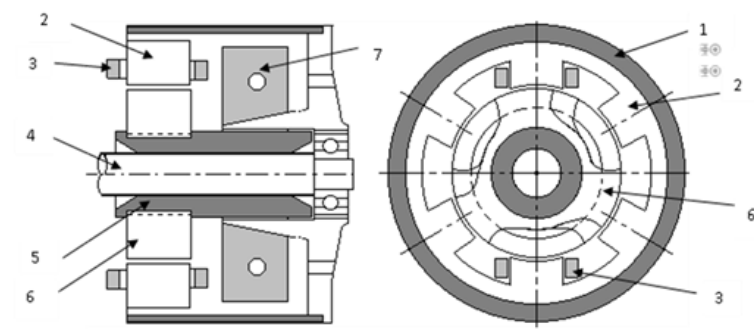


Рис. 1.2. Однопакетный индукторный генератор униполярного типа

В стальной корпус 1 вставлен кольцевой статор 2 из листовой электротехнической стали. В пазы статора заложена обмотка якоря 3 в виде катушек, охватывающих каждый зубец статора. Ротор представляет собой вал, на который насаже-

ны стальная втулка 5 и зубчатое кольцо 6, набранное из листовой стали. Катушка возбуждения 7, кольцевого типа охватывает вал.

Рабочий магнитный поток проходит вдоль по втулке ротора, звездообразно расходится в зубцы ротора, через рабочий зазор проходит через пакет статора, корпус статора, фланец 8 и замыкается через нерабочий воздушный зазор между фланцем и втулкой ротора.

При вращении зубчатого ротора поток, проходящий через зубцы ротора, будет изменяться от максимума до минимума, в результате чего в обмотке якоря будет индуцироваться переменная ЭДС. Такая конструкция применяется для машин малой мощности и небольшой частоты.

Магнитная система двухпакетного генератора изображена на рис. 1.3.

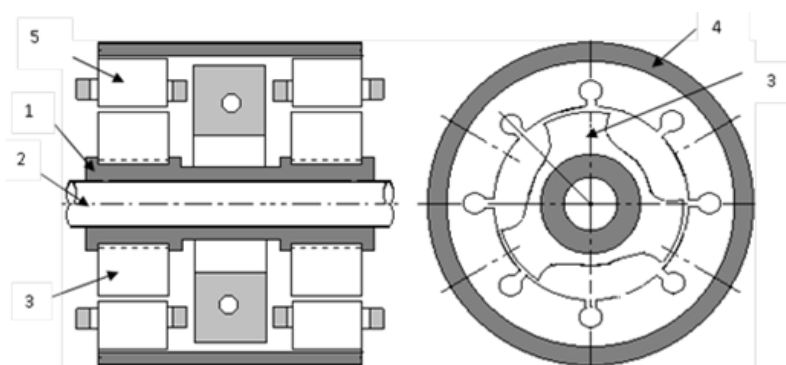


Рис. 1.3. Двухпакетный индукторный генератор униполярного типа

Конструкция двухпакетного генератора отличается тем, что на втулку 1 вала ротора 2 надеты два зубчатых кольцевых пакета 3 из листовой стали. В стальную станину 4 вставлены два пакета статора 5, в пазы которых заложена обмотка якоря. В пространстве между пакетами статора и корпусом установлена кольцевая катушка возбуждения 6. Обмотка возбуждения создает в магнитной системе поток, который при вращении ротора остается постоянным по направлению и величине, за счет того, что зубцы пакетов ротора сдвинуты относительно друг друга на половину зубцового деления.

При вращении ротора изменяется проводимость под зубцами статора, в результате чего происходит пульсация потоков, проходящих по зубцам ротора и сцепленных с витками обмотки якоря, в которых индуцируется переменная ЭДС.

Генераторы такого типа строятся для широкого диапазона мощности – от сотен ватт до сотен киловатт при широком диапазоне частот от 500 до 8000 Гц. Униполярные ИГ по своему устройству и принципу действия имеют следующие преимущества и недостатки по сравнению с разнополярными ИГ [1 - 11].

Преимущества униполярных генераторов:

- более простое устройство статора и ротора, что повышает надежность машины;
- возможность выполнения ротора из нешихтованной стали, что позволяет повысить окружную скорость до 150 м/с;
- сниженные потери в стали, так как перемагничивание происходит только в части магнитопровода, что позволяет выполнить машины с более высоким КПД;
- более синусоидальная форма кривой генерируемого напряжения и пониженный уровень шума;
- обмотка якоря при однофазном и многофазном исполнении симметрична в магнитном отношении;
- уменьшенный наружный диаметр.

Недостатки униполярных индукторных генераторов:

- увеличенные на 20 - 30 % массогабаритные показатели;
- более массивный, длинный и тяжелый ротор, создающий более тяжелые условия работы подшипников;
- корпус машины является магнитопроводом и должен быть выполнен из магнитных материалов;
- увеличенный момент инерции ротора и инерции магнитного поля, что является большим недостатком при переходных режимах;
- возможность замыкания магнитного потока не только через статор, но и параллельно через подшипниковые щиты, что вызывает необходимость установки немагнитных прокладок для предупреждения выхода из строя подшипников.

1.2.2. Индукторные разноимённополюсные генераторы

Магнитная система такого четырехполюсного генератора представлена на рис.

1.4. Статор и ротор выполнены из листовой электротехнической стали. Статор имеет четное число крупных пазов 1, в которые закладывается обмотка возбуждения по-

стоянного тока, создающая на статоре полюса разной полярности. Ротор - зубчатый барабанного типа. Якорная обмотка 2 расположена в пазах, выштампованных в полюсах статора, состоит из катушек, каждая из которых охватывает один зубец статора.

Полюса выполняются такой ширины, чтобы на полюсную дугу приходилось четное число зубцовых делений статора; тогда, при вращении ротора, полный поток во всей магнитной системе остается постоянным и имеет место пульсация потока в зубцах статора. Благодаря этому в обмотке якоря индуцируется переменная ЭДС.

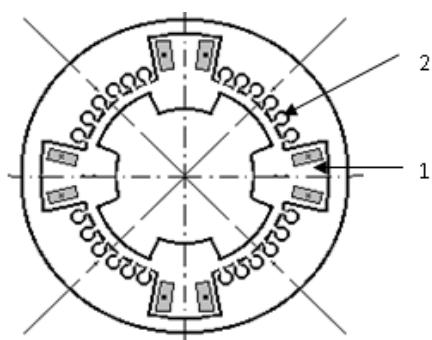


Рис. 1.4 Магнитная система четырехполюсного генератора

Разноименнополюсные генераторы имеют следующие преимущества по сравнению с униполярными:

- улучшенные массогабаритные показатели за счет того, что корпус и вал машины не являются частью магнитопровода и могут иметь меньшее сечение;
- уменьшенная инерция ротора и магнитная инерция, благодаря отсутствию массивных магнитных масс на статоре и роторе, что уменьшает время протекания переходных процессов;
- отсутствие паразитных магнитных потоков через подшипниковые щиты, что увеличивает срок службы подшипников;
- наличие неподвижных полюсов разноименной полярности и пазов ротора, что позволяет использовать последний как якорь постоянного тока, и таким образом, получить генератор с самовозбуждением.

Недостатки разноименнополюсных индукторных генераторов:

- более низкий КПД вследствие повышенных потерь в стали;
- меньшая допустимая окружная скорость до 90 м/с из-за шихтованного ротора;
- неполное использование внутреннего объема статора для обмотки якоря, за счет необходимости размещения там же катушек обмотки возбуждения;
- ухудшение синусоидальности формы кривой напряжения и повышенный уровень шума;

- обмотка возбуждения имеет большие размеры и массу, большее сопротивление и потери.

1.3. Индукторные синхронные двигатели

Индукторные машины применяются не только в качестве генераторов, но и в качестве двигателей [2, 7]. Их также называют редукторными синхронными двигателями, синхронная частота их вращения определяется

$$n_2 = \frac{60f_1}{Z_2},$$

где f_1 – частота питающего напряжения;

Z_2 – число зубцов ротора.

Частота вращения магнитного поля статора

$$n_1 = \frac{60f_1}{Z_1},$$

где Z_1 – число зубцов статора.

Отношение $\frac{n_1}{n_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = k_{ред}$ называют коэффициентом редукции, он показыва-

ет во сколько раз частота вращения ротора меньше частоты вращения магнитного поля.

Якорная обмотка двигателей может выполняться однофазной, двухфазной или трехфазной. Пуск двигателей в ход осуществляется прямым включением в сеть. В однофазных двигателях, кроме рабочей, предусматривается пусковая обмотка, присоединяемая к сети через конденсатор. Для облегчения пуска иногда на роторе размещают короткозамкнутую обмотку, т.е. осуществляют асинхронный пуск двигателя.

Вращающий момент в таком двигателе может совпадать, так и не совпадать с направлением вращения магнитного поля статора. Это зависит от соотношения зубцовых делений статора и ротора. Если частота вращения низка, а ротор имеет малый

момент инерции, то он может втягиваться в синхронизм, без каких-либо пусковых приспособлений. Таким способом запускаются двигатели, у которых ротор вращается в сторону, противоположную направлению вращения магнитного поля.

Достоинствами редукторных двигателей являются:

- возможность выполнения двигателей при частоте сети 50 Гц с частотой вращения 1,2 – 60 об/мин;
- возможность выполнения двигателей с частотой вращения 1000 – 3000 об/мин при частоте сети свыше 400 Гц без понижающих редукторов.

Основным недостатком редукторных двигателей, который сдерживает широкое применение, является значительное увеличение массогабаритных показателей по сравнению с асинхронными короткозамкнутыми двигателями той же мощности.

1.4. Индукторные генераторы аксиально-радиальной конфигурации (ИГАРК)

1.4.1. Конструкция ИГАРК

Разработанные авторами ИГАРК представляют собой униполярные, торцевые, дисковые генераторы особой конструкции [19 – 28]. Они могут выполняться однофазными, многофазными и состоящими из нескольких аксиальных элементарных машин (пакетов), имеющих несколько радиальных слоев.

На рис. 1.5 показан простейший однофазный генератор такой конструкции, состоящий из двух аксиальных элементарных машин с одним радиальным слоем.

Ротор машины на валу 1 представляет собой пластмассовый диск 2 с двумя рядами ферромагнитных вставок 3, играющими роль зубцов. Магнитная система статора 4 находится в подшипниковых щитах 5 машины, расположенных по обе стороны диска ротора и выполнена в виде зубчатых колец 6, 7 ячеистой структуры, распределенных по периметру обмоток.

Обмотка якоря 8 и обмотка возбуждения 9 кольцевой формы уложены в пазы 10, образованные магнитной системой.

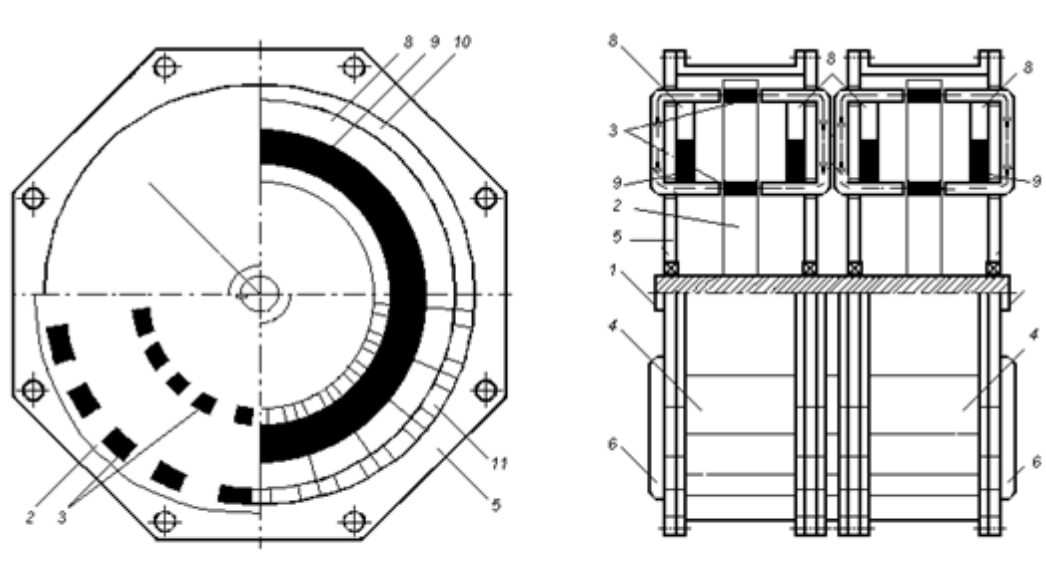


Рис. 1.5. Однофазный индукторный генератор аксиально-радиальной конфигурации

Магнитная система каждой элементарной машины состоит из отдельных электромагнитных ячеек (ЭМЯ) 11, число которых определяется частотой генерируемого напряжения при заданной частоте вращения ротора.

При вращении ротора ферромагнитные вставки периодически замыкают магнитные цепи ячеек, изменяется магнитная проводимость, в результате чего изменяется взаимная индуктивность между неподвижной обмоткой якоря и неподвижной обмоткой возбуждения постоянного тока и в обмотке якоря индуцируется переменная ЭДС необходимой частоты. В свою очередь магнитная цепь каждой ЭМЯ состоит из двух одинаковых модулей, разделенных вращающимся диском ротора.

Таким образом, отличительным признаком ИМАРК от обычных индукторных машин являются сосредоточенные кольцевые электрические обмотки якоря и возбуждения и распределенная магнитная система каждой элементарной машины. Обмотка возбуждения каждой элементарной машины разделена на две секции. Все секции обеих машин в электрическом отношении соединены последовательно, а в магнитном отношении - согласно, так что направление магнитного потока в модулях ЭМЯ не изменяется. Якорная обмотка переменного тока каждой элементарной машины также разделена на две секции, которые включены в электрическом отношении последовательно и в фазе. В свою очередь якорные обмотки элементарных ма-

шин могут быть включены последовательно или параллельно в зависимости от требуемой величины генерируемого напряжения, но в фазе.

Так как по всей магнитной цепи машины проходит пульсирующий магнитный поток, то, для уменьшения вихревых токов и потерь в стали модули ЭМЯ и ферромагнитные вставки ротора (зубцы ротора) изготавливаются из листовой электротехнической стали. Магнитная система модуля ЭМЯ собирается из согнутых листов стали, выштампованных по образцу, представленному на рис. 1.6, где t_{z1}^B - зубцовое деление верхних зубцов статора; l_{z1}^B - длина верхнего зубца модуля ЭМЯ; h_{z1} - высота зубца модуля ЭМЯ; t_{z1}^H - зубцовое деление нижних зубцов статора; l_{z1}^H - длина нижнего зубца модуля ЭМЯ.

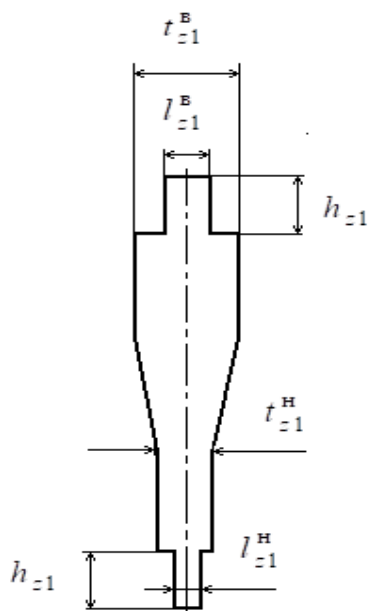


Рис. 1.6. Выкройка для зубцов статора

Форма выкройки позволяет обеспечивать коммутацию магнитной системы ЭМЯ, и в тоже время закрыть кольцевые обмотки возбуждения, для уменьшения потока рассеяния. Размеры выкройки листа (см. рис. 1.6) даже для машин большой мощности незначительны, что позволяет использовать для изготовления таких машин отходы при раскройке листов электротехнической стали на электромашиностроительных заводах. В используемых кольцевых обмотках отсутствуют пассивные (лобовые) части и упрощена технология их производства. Концентрическая форма обмоток позволяет применять вместо медных проводников алюминиевые, в которых из-за рез-

ких изгибов происходит растрескивание, а это возможно в обмотках с перекрещивающимися лобовыми частями.

Устранение из магнитной системы практически всех объемов балластных магнитных материалов, не участвующих непосредственно в процессе электромеханического преобразования, приводит к снижению массы машины, общих потерь и увеличению КПД.

Данная конструкция машины позволяет улучшить гармонический состав кривой генерируемого напряжения при одновременном уменьшении коэффициента нелинейных искажений путем синтеза заданной формы верхних и нижних зубцов статора и ротора.

При вращении ротора пульсирующий основной магнитный поток индуцирует переменную ЭДС не только в обмотке якоря, но и в обмотке возбуждения постоянного тока, что приводит к значительному уменьшению ЭДС обмотки якоря. Для устранения этого явления предлагается следующее решение.

Машина, даже в однофазном варианте, выполняется из двух одинаковых элементарных машин, обмотки возбуждения которых соединены последовательно. Диски роторов элементарных машин смещены относительно друг друга на половину зубцового деления, а якорные обмотки включены последовательно и в фазе. При вращении роторов, находящихся на одном валу магнитные системы ячеек одной элементарной машины будут замыкаться, а другой размыкаться и индуцируемые в противофазе переменные ЭДС в обмотках возбуждения каждой элементарной машины будут в любой момент компенсировать друг друга.

Для трехфазных машин аксиально-радиальной конфигурации предлагается два конструктивных исполнения. В первом случае трехфазная машина выполняется из трех однофазных машин, насаженных на один вал, и габариты машины увеличиваются в аксиальном направлении. Во втором случае, машина выполняется из двух элементарных машин, но обмотка якоря каждой элементарной машины выполняется не кольцевой, а трехфазной чечевидной формы (Рис. 1.7).

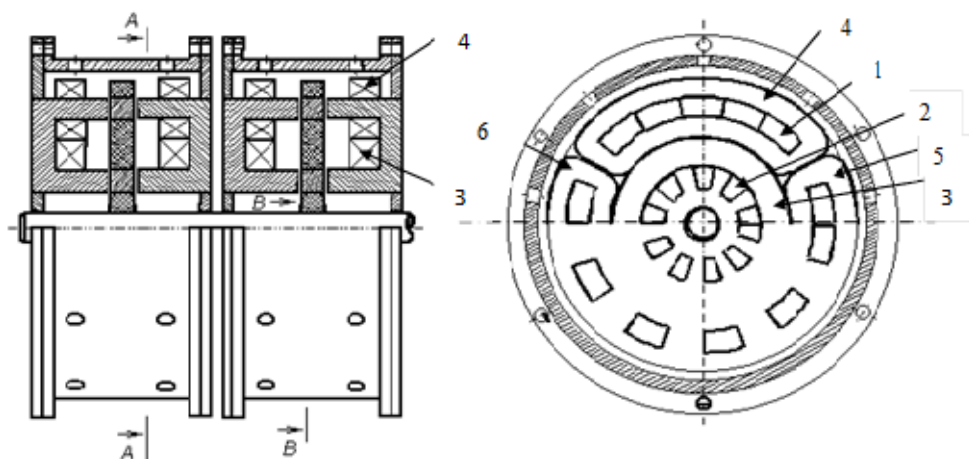


Рис. 1.7 Трех фазная машина аксиально-радиальной конфигурации, выполненная на базе двух элементарных машин

На рис. 1.7. 1 – верхние зубцы статора фазы А; 2 – нижние зубцы статора фазы А; 3 – обмотка возбуждения; 4 – обмотка якоря, фаза А; 5 – обмотка якоря, фаза В; 6 – обмотка якоря, фаза С;

Каждая фазная обмотка охватывает только треть зубцов статора. Число зубцов ротора (ферромагнитных вставок) в одном ярусе, в этом случае, равно

$$Z_2 = \frac{f}{n} + 3.$$

Увеличение числа зубцов ротора в одном ярусе на три зубца необходимо для обеспечения сдвига индуктируемой ЭДС на одну треть периода. Это выполнено за счет сдвига, в тангенциальном направлении, зубцов статора фазы В и С относительно зубцов фазы А, соответственно, на одну треть и две трети ширины зубца. Это стало возможным за счет того, что общее число зубцов статора в одном ярусе, по отношению к числу зубцов ротора в одном ярусе, на три меньше, но диаметр статора и ротора, зубцовые шаги статора и ротора одинаковые. Поэтому в каждый момент времени три зубца ротора в одном ярусе, расположенные под углом 120 градусов по отношению друг к другу, не участвуют в процессе коммутации.

Принцип действия ИГАРК не отличается от принципа действия униполярного ИГ с барабанным ротором, но ячеистая структура электромагнитного ядра, распределенная магнитная система, другое пространственное направление рабочего потока вносят некоторые изменения в классическую теорию индукторных машин. Поэтому необходимо остановиться на некоторых особенностях протекания рабочего процесса в ИГАРК.

1.4.2. Особенности рабочего процесса в индукторном генераторе аксиально-радиальной конфигурации

В ИГАРК магнитная индукция в любой точке изменяется, как в любой классической индукторной машине, только по величине, не меняя знака. Развертка активной зоны по нижним наиболее насыщенным зубцам машины приведена на рис. 1.8. Индукция поля возбуждения на холостом ходу изменяется (см. рис. 1.8, б) от $B_{\max}$

при зазоре $d_{\min}$ (при расположении зубцов ротора напротив зубцов статора) до $B_{\min}$ при $d_{\max}$ (при расположении под полюсами статора немагнитного участка ротора).

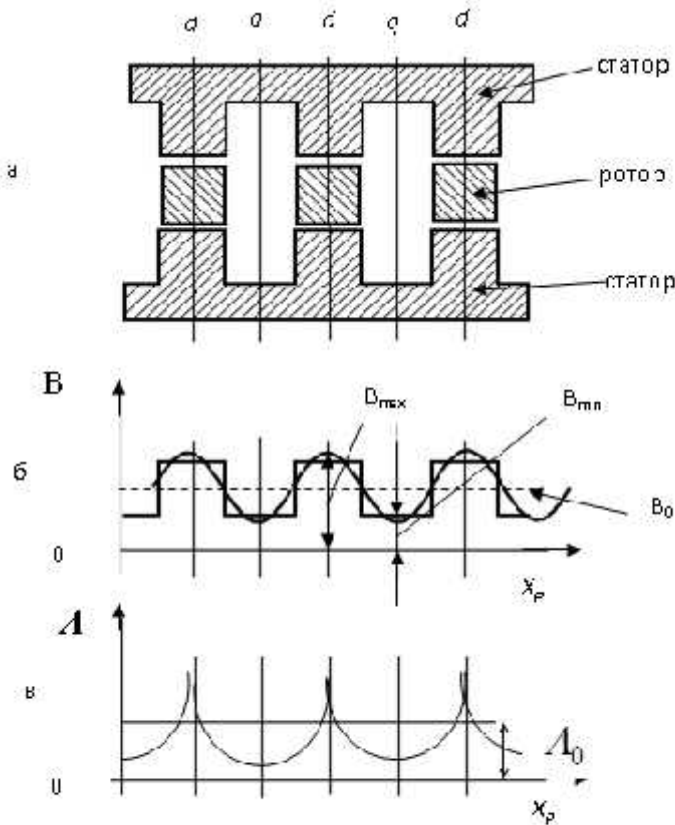


Рис. 1.8

Поэтому, при описании рабочих процессов ИГАРК, можно использовать основные положения классической теории индукторных машин [5, 6, 8 – 18, 21 – 23].

Считается, что индукция в зазоре меняется по закону косинуса (без внесения большой погрешности). Поскольку $B_{\max}$ и $B_{\min}$ имеют одинаковые знаки, кривая B по линейной координате x_p , отсчитываемой от середины зубца ротора, имеет постоянную составляющую B_0 .

Таким образом,

$$B(x_p) = B_0 + B_m \cos(p x_p / t),$$

где $B_m = 0,5(B_{\max} - B_{\min})$ – переменная составляющая магнитного поля, т.е. амплитуда первой пространственной составляющей магнитного поля возбуждения; t – полюсное деление, равное половине расстояния между осями соседних зубцов ротора.

При движении ротора с линейной скоростью v распределение поля вдоль координаты x , связанной со статором, определяется зависимостью

$$B(x_p) = B_0 + B_m \cos[p(x_p - vt)/t].$$

Если при фиксированном моменте времени $t = 0$ с осью зубцов ротора совпадает ось зубцов статора, то магнитный поток, сцепленный с обмоткой якоря, определяется выражением

$$\Phi(t) = b_z \int_{-0,5t}^{0,5t} B(x) dx = B_0 b_z t + \frac{2B_m b_z t}{p} \cos \frac{p}{t} vt = \Phi_0 + \Phi_m \cos \omega t,$$

где $\Phi_0 = B_0 b_z t$;

b_z – радиальный размер зубцовой зоны;

$\Phi_m = 2B_m b_z t / p$ – амплитудное значение магнитного потока;

$\omega = pv / t$ – круговая частота.

Таким образом, магнитный поток, сцепленный с обмоткой якоря, периодически меняется во времени от $\Phi_{\max} = \Phi_0 + \Phi_m$ до $\Phi_{\min} = \Phi_0 - \Phi_m$, т.е. магнитный поток в рабочем зазоре содержит как постоянную составляющую $\Phi_0 = 0,5(\Phi_{\max} + \Phi_{\min})$, так и переменную, амплитудное значение которой $\Phi_1 = (\Phi_{\max} - \Phi_{\min})$, связано с действующим значением генерируемой в обмотке якоря ЭДС зависимостью

$$e(t) = -w_p k_0 d\Phi(t) / dt = w_p k_0 (\Delta\Phi / 2) \sin \omega t, \quad (1.2)$$

где w_p – число витков обмотки якоря;

k_0 – обмоточный коэффициент, учитывающий распределение обмотки в радиальном направлении;

$\Delta\Phi = \Phi_{\max} - \Phi_{\min}$ – разность между максимальным и минимальным значениями потока в рабочем зазоре.

Таким образом, ЭДС пропорциональна не полному магнитному потоку, как в обычных синхронных машинах, а разности между максимальным и минимальным потоками. Особенностью ИМАРК является малое насыщение стали магнитной цепи. Наиболее насыщенными элементами магнитной цепи ЭМЯ, являются нижние зубцы статора, вследствие их наименьшей площади сечения и прохождения по ним как основного потока, так и значительного потока рассеяния. Все остальные составные элементы магнитной цепи либо имеют гораздо большую площадь сечения, либо по ним проходит только основной поток (зубцы статора). Вследствие этого, даже при больших значениях индукции в нижних зубцах статора, остальные элементы маг-

нитной цепи остаются ненасыщенными. Этим объясняется и особый вид характеристики холостого хода ИГАРК (рис. 1.9).

Особенности ИГАРК в значительной мере связаны с проявлением реакции якоря. Для ИМАРК, у которых зубцы ротора по ширине примерно равны зубцам статора, количество зубцов статора и ротора одинаковое, а зубцовый шаг a_z равен 0,5, можно, как в обычных синхронных машинах, воспользоваться известной теорией

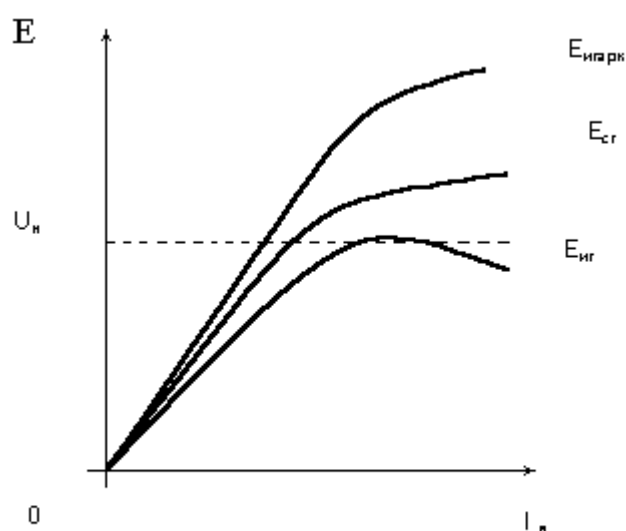


Рис. 1.9

двух реакций, действующих по ортогональным осям d и q (см. рис. 1.8, а). Расстояние между соседними осями d , соответствует полюсному делению τ или 360 эл. град. Ось q должна располагаться посередине между соседними осями d , т.е. на расстоянии $\tau/2$ от осей d .

С учетом изложенного можно качественно оценить соотношение между индуктивными сопротивлениями реакции якоря по продольной x_{ad} и поперечной x_{aq} осям. Эти сопротивления,

как известно, пропорциональны магнитным проводимостям по соответствующим осям. У ИГАРК $x_{ad} > x_{aq}$, так как зазор по оси d существенно меньше зазора по оси q . Этим она отличается от обычных ИМ у которых соотношение между x_{ad} и x_{aq} может быть любым, в зависимости от соотношения ширины зубцов ротора и полюсного деления τ статора.

При исследовании рабочих режимов ИМАРК необходимо рассматривать совместное действие поля возбуждения и поля реакции якоря с учетом реальной геометрии зубцовой зоны и локального распределения индукции в рабочем зазоре.

В обычных ИМ, где длина участков магнитопровода одинакова и равна длине якоря, для расчета магнитных полей используют понятие коэффициента проводимости [8, 9, 16 – 18] и рассматривают плоскую картину магнитных полей. У ИМАРК участки магнитопровода имеют разную длину, сравнимую с другими размерами

зубцовой зоны ЭМЯ. Поэтому необходимо рассматривать объемную картину магнитных полей и использовать понятие коэффициента проводимости нельзя. Для этого вводится понятие объемной проводимости между зубцом статора и ротора, объемной проводимости рассеяния.

Рассмотрим особенности действия реакции якоря в ИГАРК, зубцовая зона которой изображена на рис. 1.8. Очевидно, что объемная проводимость (см. рис. 1.8, в) Λ – периодическая функция угловой координаты ротора γ_p , отсчитываемой от оси зубца ротора, причем одному зубцовому делению ротора соответствует $\gamma_p = 360$ электрических градусов.

Величина магнитной индукции поля возбуждения определяется как

$$B_B = F_B \Lambda_B, \quad (1.3)$$

где F_B – МДС обмотки возбуждения;

Λ_B – объемная проводимость для поля возбуждения.

При произвольном распределении B_B в зазоре проводимость Λ_B может быть представлена в виде ряда, содержащего полный спектр гармоник:

$$\Lambda_B = \Lambda_{0B} + \Lambda_{1B} \cos \gamma_p + \Lambda_{2B} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3B} \cos 3\gamma_p + \dots \quad (1.4)$$

Величина Λ_{0B} определяет проводимость для постоянной составляющей индукции $B_{0B} = F_B \Lambda_{0B}$, всегда присутствующей в ИМАРК, а Λ_{1B} – первую пространственную гармонику поля возбуждения $B_{1B} = F_B \Lambda_{1B} \cos \gamma_p$, которая индуцирует первую гармонику ЭДС в обмотке якоря, обеспечивающую синусоидальность формы выходного напряжения.

В рассматриваемом случае величина перепада индукции составляет

$$\Delta B = B_{\max} - B_{\min} = 2B_{1B \max} = 2F_B \Lambda_{1B}. \quad (1.5)$$

Поэтому первая гармоника ЭДС поля возбуждения определяется формулой (1.2), в которой величина изменения магнитного потока $\Delta \Phi$ равна

$$\Delta\Phi = (2/p) \Delta B \vartheta_Z t = (4/p) F_B \Lambda_{1B} \vartheta_Z t \quad (1.6)$$

и выражение для наведенной в обмотках ЭДС приобретает следующий вид:

$$e(t) = (2/p) k_b w_p k_0 F_B \Lambda_{1B} \sin \omega t. \quad (1.7)$$

Используя значение объемной магнитной проводимости, можно определить магнитное поле в рабочем зазоре, созданное первой гармоникой МДС якоря, вращающейся синхронно с ротором. Поскольку максимум волны МДС якоря сдвинут относительно оси d на угол θ эл. град. в сторону, противоположную направлению вращения, выражение вращающейся МДС якоря имеет вид

$$F = F_1 \cos(\gamma - \omega t + q), \quad (1.8)$$

где γ – угловая координата в электрических градусах, связанная со статором;

ω – угловая частота вращения ротора, имеющая размерность эл. град/с.

Используя разложение

$$\cos(\gamma - \omega t + q) = \cos q \cos(\gamma - \omega t) - \sin q \sin(\gamma - \omega t),$$

можно представить МДС якоря в виде продольной и поперечной составляющих

$$F_d = F_1 \cos q \cos(\gamma - \omega t) = F_{1d} \cos(\gamma - \omega t); \quad (1.9)$$

$$F_q = F_1 \sin q \sin(\gamma - \omega t) = F_{1q} \sin(\gamma - \omega t). \quad (1.10)$$

При этом магнитные проводимости по осям d и q , связанным с ротором, для первых гармоник МДС в общем виде можно представить в виде рядов

$$\Lambda_d = \Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cos \gamma_p + \Lambda_{2d} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3d} \cos 3\gamma_p + \dots; \quad (1.11)$$

$$\Lambda_q = \Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cos \gamma_p + \Lambda_{2q} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3q} \cos 3\gamma_p + \dots. \quad (1.12)$$

Тогда с учетом (1.11), (1.12) и $\gamma_p = \gamma - \omega t$ соответствующие компоненты индукции поля якоря по осям d и q можно выразить также в виде рядов:

$$B_d = F_d \quad \Lambda_d = F_{1d} \cos(g - wt) [\Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cos(g - wt) + \Lambda_{2d} \cos(g - wt) + \dots]; \quad (1.13)$$

$$B_q = F_q \quad \Lambda_q = F_{1q} \cos(g - wt) [\Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cos(g - wt) + \Lambda_{2q} \cos(g - wt) + \dots]. \quad (1.14)$$

Выражения для компонент магнитной индукции с учетом тригонометрических формул

$$2 \cos 2a \cos a = \cos a + \cos 3a, \quad \cos^2 a = 0,5(1 + \cos 2a)$$

можно представить в следующем виде:

$$B_d = F_{1d} \{ 0,5\Lambda_{1d} + (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \cos(g - wt) + 0,5[(\Lambda_{1d} + \Lambda_{3d}) \cos 2(g - wt) + \dots] \}; \quad (1.15)$$

$$B_q = -F_{1q} \{ (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \sin(g - wt) + 0,5[(\Lambda_{1q} + \Lambda_{3q}) \sin 2(g - wt) + \dots] \}. \quad (1.16)$$

Из слагаемых, входящих в B_d и B_q выделяют первые члены, содержащие $\cos(g - wt)$ или $\sin(g - wt)$, которые имеют вид

$$B_{ad} = F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \cos(g - wt), \quad (1.17)$$

$$B_{aq} = -F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \sin(g - wt), \quad (1.18)$$

и описывают магнитное поле, вращающееся синхронно с ротором, то есть поле реакции якоря. Переход от индукции к соответствующим магнитным потокам статора в пределах полюсного деления τ и далее к их производным по времени дает возможность определения ЭДС реакции якоря

$$e_{ad}(t) = (2/p) \tau b_z w w_p k_{op} F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \sin wt; \quad (1.19)$$

$$e_{aq}(t) = (2/p) \tau b_z w w_p k_{op} F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \cos wt. \quad (1.20)$$

Остальные нечетные гармоники B_d и B_q также наводят свои высшие гармоники ЭДС в обмотке якоря, по которым находится индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния обмотки якоря.

Для анализа совместного действия полей возбуждения и реакции якоря необходимо также знать коэффициенты реакции якоря k_d и k_q , с помощью которых параметры, характеризующие реакцию якоря, приводятся к эквивалентным параметрам обмотки возбуждения. Значения этих коэффициентов выражаются через отношения потока первых гармоник индукции поля реакции якоря к потоку первой гармоники индукции поля возбуждения при одинаковых величинах МДС. Поскольку величины ЭДС пропорциональны магнитным потокам, то можно записать следующие выражения:

$$k_d = e_{ad} / e = (\Lambda_{0d} + \Lambda_{2d}) / \Lambda_{1B}; \quad (1.21)$$

$$k_q = e_{aq} / e = (\Lambda_{0q} - \Lambda_{2q}) / \Lambda_{1B}. \quad (1.22)$$

Из анализа выражений (1.17), (1.18), (1.21) и (1.22) можно сделать заключение о том, что поле реакции якоря в ИМАРК определяется постоянными составляющими и вторыми гармониками магнитных проводимостей по осям d и q . При этом постоянные составляющие Λ_{0d} и Λ_{0q} оказывают весьма существенное влияние на процесс реакции якоря, так как, будучи умноженными на вращающуюся первую гармонику МДС якоря, они вносят существенный вклад в первую гармонику индукции, вращающуюся синхронно с ротором. Произведения вторых гармоник Λ_2 на первые гармоники F также дают вклад в первую гармонику индукции, поскольку знак произведения $\Lambda_{2d}F_d$ изменяется на длине τ . Произведение первой гармоники Λ_{1d} на гармонику F_d создает пульсирующее поле одного знака, которое по своему физическому смыслу дает вклад, главным образом, в постоянную составляющую и вторую гармонику индукции, не относящиеся к полю реакции якоря.

1.4.3. Достоинства и недостатки индукторных генераторов аксиально-радиальной конфигурации

ИГАРК, являясь, по сути, униполярным индукторным генератором, сохраняет достоинства генераторов этого типа, но в тоже самое время лишен многих вышеперечисленных недостатков.

Достоинствами ИГАРК [19 – 28], по сравнению с униполярными и разнополярными генераторами одинаковой мощности, являются:

- уменьшенные в 3-4 раза масса машины и стоимость за счет радикального уменьшения пассивных частей магнитных и электрических контуров, не участвующих непосредственно в электромеханическом преобразовании энергии;
- возможность изготовления ячеистой магнитной системы из отходов раскройки листов электротехнической стали из-за небольших размеров ячейки машины;
- возможность изготовления обмоток из алюминия за счет кольцевой конструкции обмоток;
- уменьшенный момент инерции ротора за счет уменьшения массы ротора в 30-40 раз, что благоприятно влияет на динамику переходных процессов;
- повышенный срок службы подшипников, уменьшенные подшипниковые потери за счет уменьшения массы ротора и отсутствия паразитных токов через подшипник;
- сниженный воздушный шум ротора за счет применения гладкого дискового ротора;
- более жесткая внешняя характеристика и большая перегрузочная способность за счет линейности характеристики холостого хода;
- повышенный КПД (до 0,93) за счет значительного уменьшения потерь в стали из-за общего уменьшения массы стали и ненасыщенной магнитной системы.

В тоже время ИГАРК имеет следующие недостатки:

- увеличение вдвое числа воздушных зазоров в машине за счет технических зазоров, что приводит к соответствующему увеличению обмотки возбуждения;
- увеличение коэффициента рассеяния (до 1,4) из-за конструктивных особенностей магнитной системы;
- уменьшение коэффициента использования магнитного потока.

Указанные недостатки многократно компенсируются вышеперечисленными достоинствами, что в конечном итоге приводит к тому, что удельные массогабаритные и стоимостные показатели ИГАРК в 3-4 раза превышают показатели обычных индукторных машин.

Вышеуказанные структура электромагнитного ядра, особенности протекания рабочих процессов ИМАРК поднимают вопрос о применимости к ним методов расчета классических машин барабанного типа. Для этого необходимо коротко остановиться на основных положениях, на которых основываются методы расчета электрических машин повышенной частоты и, в частности ИМ с барабанным ротором.

1.5. Методы расчета электрических машин повышенной частоты

Проектирование электрических машин повышенной частоты, как и любой электрической машины, представляет сложную многовариантную задачу. Поэтому процесс расчета новой машины обычно распадается на три этапа:

- выбор типа генератора;
- выбор главных размеров активной части машины;
- проверочный расчет.

При выборе типа генератора, прежде всего, используется многолетний опыт проектирования и изготовления аналогичных машин.

Главными размерами активной части у машин повышенной частоты являются следующие:

- диаметр расточки статора;
- активная расчетная длина машины;
- воздушный зазор между ротором и статором.

Синхронные машины повышенной частоты и индукторные машины имеют сосредоточенную магнитную систему и распределенные обмотки возбуждения и якоря. Поэтому для СМ повышенной частоты активный объем машины по внутреннему диаметру статора связан с ее электромагнитной расчетной мощностью, выраженной произведением ЭДС, тока и числом фаз обмотки якоря. Расчетная мощность связана с номинальной мощностью на валу электродвигателя через коэффициент мощности $\cos \varphi$, КПД, а для генератора – с электрической мощностью [29 – 35].

$$P' = m k_E U_H I_H = \frac{k_E P_H}{\cos \varphi_H}, \quad (1.23)$$

где m – число фаз;

U_H – номинальное напряжение;

I_H – номинальный ток;

k_E – коэффициент, зависящий от заданного $\cos \varphi_H$.

Большинство расчетных методик [29 – 35] при определении главных размеров активной части машины исходит из понятия "машинной постоянной", определяемой по допустимым электромагнитным нагрузкам. Авторы книг по проектированию электрических машин, критикуя машинные постоянные, уточняли их, вводили новые.

Для синхронных генераторов повышенной частоты чаще всего используют машинную постоянную Арнольда и Эссона.

Машинная постоянная Арнольда

$$C_A = \frac{D^2 l n}{P'}, \quad (1.24)$$

где D – диаметр внутренней расточки статора;

l – активная расчетная длина машины;

n – частота вращения ротора.

Машинная постоянная Эссона – это величина обратная машинной постоянной Арнольда

$$C_{\text{Э}} = \frac{1}{C_A} = \frac{P'}{D^2 l n}. \quad (1.25)$$

Понятно, что чем $C_{\text{Э}}$ больше, тем машина более использована, поэтому машинную постоянную Эссона иногда называют коэффициентом использования машины, а постоянную Арнольда называют коэффициентом использования ее объема (веса). Определив P' , C_A и, задавшись линейной нагрузкой AS , по соответствующим таблицам и кривым [29 – 35] определяют D и l .

При определении основных размеров ИМ также используются понятия линейной нагрузки и машинной постоянной [9 – 18, 36]. Но особенности ИМ учитываются

введением специальных коэффициентов. В работе [9] впервые введены коэффициенты в аналитические уравнения, учитывающие и геометрические параметры зазора и особенность выполнения обмоток. В работе [12] была разработана методика расчета ИМ с применением коэффициентов использования по магнитному потоку. Такой подход к определению основных размеров имеется и в работах [16 – 18].

Объем активной части ИГ по внутренней расточке статора определяется с помощью формулы (1.26), позволяющей определить основные размеры с учетом электромагнитных нагрузок, частоты вращения и расчетных коэффициентов.

$$D^2 l = (6,1 \cdot 10^7 P') / (\alpha_i k_\phi \kappa_o \kappa_{uc} \alpha_\delta A B_\delta n), \quad (1.26)$$

где P' – расчетная мощность, кВА;

α_i – расчетный коэффициент полюсного перекрытия;

k_ϕ – коэффициент формы кривой поля;

κ_o – обмоточный коэффициент;

κ_{uc} – коэффициент использования магнитного потока;

α_δ – коэффициент заполнения поверхности расточки якоря обмоткой;

A – линейная нагрузка, А/см;

B_δ – индукция в воздушном зазоре, Тл;

n – минимальная частота вращения ротора, об/мин.

Из вышесказанного следует, что традиционные машины повышенной частоты барабанного типа имеют сосредоточенную магнитную систему и распределенные электрические обмотки, для которых в результате многолетнего опыта проектирования сложились методы расчета, основанные на понятиях машинных постоянных и линейной нагрузки. Используя эти величины и полученные на их основе полуэмпирические формулы, можно сразу определить главные размеры активной части машины, при этом обеспечивается рациональное соотношение между электротехнической сталью и медью электрических обмоток, исходя из допустимых электромагнитных нагрузок.

Предлагаемые в работе ИМАРК, в отличие от традиционных машин, торцевые, многодисковые, многослойные, с ячеистой структурой электромагнитного ядра, и самое главное, имеющие распределенную магнитную систему и сосредоточенные электрические обмотки. Следовательно, традиционные методы расчета машин с барабанным ротором для них не применимы.

Поэтому в последующих разделах необходимо остановиться на разработке нового метода расчета ИМАРК, учитывающего распределенную магнитную систему, сосредоточенные электрические обмотки и обеспечивающего получение главных размеров машины при учете рационального соотношения между медью электрических обмоток и сталью электромагнитного ядра.

РАЗДЕЛ 2

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

2.1. Метод расчета электромагнитного ядра индукторной машины аксиально-радиальной конфигурации

2.1.1. Выбор рационального соотношения меди электрических обмоток и стали магнитной цепи и электромагнитной ячейки

Отличительным признаком ИМАРК является распределенная магнитная система и сосредоточенные электрические обмотки, поэтому электромагнитное ядро таких машин состоит из одинаковых электромагнитных ячеек (ЭМЯ). Вследствие этого, при электромагнитных расчетах приходится иметь дело не с линейной нагрузкой и машинными постоянными, а с плотностью тока электрических обмоток и индукцией в магнитопроводе ячейки.

В работах [37 – 46], разработан метод расчета электромагнитного ядра ИМАРК, который представляет из себя поэтапный итерационный расчет. На первом этапе производится расчет электромагнитной ячейки, на втором этапе - расчет элементарной машины, которая складывается из ЭМЯ, и на последнем этапе осуществляется расчет главных размеров всей машины, состоящей из нескольких элементарных машин.

Электромагнитный расчет ЭМЯ (рис. 2.1) выполняется [37 – 46] по условию максимума магнитного потока для ненасыщенной магнитной цепи, которое дает рациональное соотношение меди электрических обмоток и электротехнической стали магнитной цепи ячейки.

Аналогичный подход рассматривается при расчетах индукционных муфт [47]. Для анализа влияния соотношения размеров сечения меди электрических обмоток и стали магнитной системы рассматривают идеализированную ЭМЯ (см. рис. 2.1).

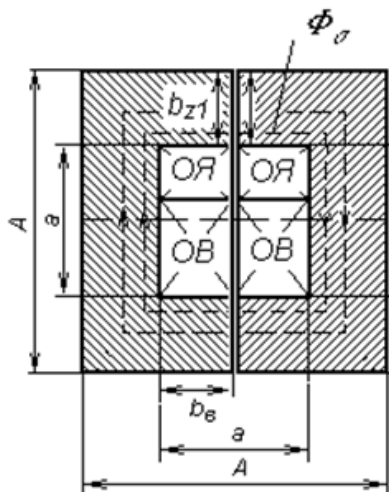


Рис. 2.1 Идеализированная
электромагнитная ячейка

Форму ЭМЯ без учета толщины ротора и высоты зубцов предлагается выбирать квадратной, так как квадрат имеет наименьший периметр (не считая окружности). В этом случае расход стали и падение магнитного потенциала для такой конфигурации ячейки будут минимальными. Таким образом, для упрощения расчетов, сечение магнитопровода ячейки и электрических обмоток принимают квадратными со сторонами соответственно A и a . Задавшись условием постоянства габаритов магнитной системы ($A = const$), решается задача по определению со-

отношения a/A , при котором магнитный поток максимален.

При этом принимаются следующие допущения и условия:

1. Материал магнитопровода ЭМЯ считается ненасыщенным, поскольку машина имеет увеличенный воздушный зазор и работает на прямолинейном участке кривой намагничивания.
2. Плотность тока в обмотках не зависит от площади их сечения.
3. Длина, площадь зубцов и воздушный зазор остаются неизменными.
4. Соотношение a/A не влияет на отношение магнитной проводимости стали Λ_c и

воздушного зазора Λ_δ , то есть $\frac{\Lambda_c}{\Lambda_\delta} = const$.

Тогда выражение магнитного потока $\Phi(a)$ согласно закону Ома для магнитной цепи при согласном включении обмоток генератора можно записать в виде:

$$\Phi(a) = \frac{F}{\frac{1}{\Lambda_d} + \frac{1}{\Lambda_c}} = \frac{1}{C_2 + 1} F \Lambda_c, \quad (2.1)$$

где $C_2 = \Lambda_c / \Lambda_\delta$ – отношение магнитной проводимости стали к магнитной проводимости воздушного зазора;

F – МДС обмоток.

Результирующая МДС обмоток при согласном включении

$$F = j k_3 a^2, \quad (2.2)$$

где j – плотность тока в обмотках;

κ_3 – коэффициент заполнения окна ячейки обмотками.

Магнитную проводимость ненасыщенного индуктора сечением $S_{\text{и}}$ длиной $l_{\text{и}}$ с относительной магнитной проницаемостью стали индуктора μ можно выразить как

$$\Lambda_c = \mu_0 \mu \frac{S_{\text{и}}}{l_{\text{и}}}. \quad (2.3)$$

Среднюю площадь сечения стали магнитопровода ячейки можно принять равной

$$S_{\text{и}} = \pi D_{\text{ср}} a_z \left(\frac{A - a}{2} \right), \quad (2.4)$$

где $D_{\text{ср}}$ – средний диаметр магнитной системы;

$a_z = \frac{l_z}{t_z}$ – отношение длины зубца к зубцовому шагу (зубцовое перекрытие).

Длина средней линии магнитной индукции равна полусумме внутреннего и наружного периметров ячейки

$$l_{\text{и}} = \frac{4A + 4a}{2} = 2(A + a). \quad (2.5)$$

Подставляя выражения (2.4) и (2.5) в (2.3), а (2.3) и (2.2) в формулу (2.1) и введя, постоянную C_3 , получают выражение для магнитного потока в виде

$$\Phi(a) = \frac{\mu_0 m j k_3 D_{\text{ср}} a_z (A - a) a^2}{4(C_2 + 1)(A + a)} = C_3 \frac{A - a}{A + a} a^2, \quad (2.6)$$

где $C_3 = \frac{\mu_0 m j k_3 D_{\text{ср}}}{4(C_2 + 1)}$.

Исследование функции $F(a)$ на экстремум при принятых условиях и допущениях дает

$$\frac{d\Phi}{da} = C_3 \frac{-2a(a^2 + Aa - A^2)}{(A + a)^2} . \quad (2.7)$$

Приравняв производную (2.7) к нулю, получают уравнение

$$a^2 + Aa - A^2 = 0. \quad (2.8)$$

Решение уравнения (2.8) согласно [48] дает условие получения наибольшего магнитного потока в ненасыщенном магнитопроводе ячейки:

$$a = -\frac{A}{2} \pm \frac{A}{2} \sqrt{5}, \quad (2.9)$$

$$\text{откуда } a = 0,61A \quad (2.10)$$

$$\text{или } A = 1,61a. \quad (2.11)$$

Тогда радиальная ширина зубца индуктора

$$b_{z1} = \frac{A - a}{2} = 0,32a. \quad (2.12)$$

2.1.2. Определение размеров электромагнитной ячейки

Рассмотренная задача лишь устанавливает соответствие двух размеров a и A электромагнитной ячейки ядра машины. При проектировании машины мощность, частота тока и частота вращения считаются заданными, а величина воздушного за-

зора, индукция в зазоре и плотность тока могут быть выбраны с учетом рекомендаций по проектированию. Полученные рациональные соотношения позволяют решить задачу по определению размеров окна ячейки под медь обмоток и размеров каждой обмотки в функции указанных величин (рис. 2.2).

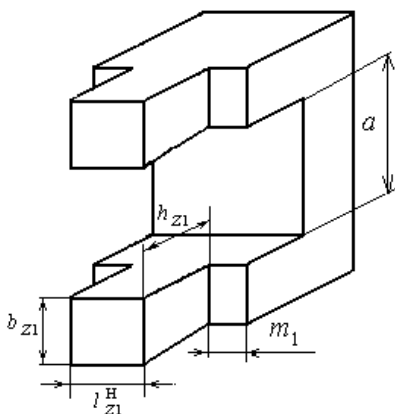


Рис. 2.2 Модуль ЭМЯ

МДС обмотки возбуждения можно выразить в соответствии с законом полного тока через плотность тока

j_δ , сечение обмотки S_δ и записать в виде падения магнитного потенциала на участке воздушного зазора:

$$F_\delta = I_\delta w_\delta = j_\delta S_\delta \kappa_{\delta\delta} = \frac{k_F k_E k_\sigma k_z B_\delta}{\mu_0} \delta', \quad (2.13)$$

где I_δ – ток в обмотке возбуждения;

w_δ – число витков обмотки возбуждения в одной ЭМЯ;

$\kappa_{\delta\delta}$ – коэффициент заполнения окна ЭМЯ обмоткой возбуждения;

k_F – поправочный коэффициент, учитывающий падение магнитного потенциала в стали;

k_E – коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения генератора;

k_σ – коэффициент рассеяния магнитного потока;

k_z – коэффициент запаса обмотки возбуждения;

B_δ – магнитная индукция в воздушном зазоре;

μ_0 – магнитная постоянная;

δ' – расчетное значение воздушного зазора.

Из выражения (2.13) сечение обмотки возбуждения ЭМЯ

$$S_\delta = \frac{k_F k_E k_\sigma k_z B_\delta \delta'}{\mu_0 j_\delta \kappa_{\delta\delta}}. \quad (2.14)$$

Расчетную мощность элементарной машины такого генератора можно выразить в виде

$$P' = EI_H, \quad (2.15)$$

где E – ЭДС якорной обмотки;

I_H – номинальный ток якорной обмотки.

МДС якорной обмотки F_p в соответствии с законом полного тока можно выразить следующей формулой:

$$F_p = I_H w_p = j_p S_p k_{zp}, \quad (2.16)$$

где w_p – число витков якорной обмотки в одной элементарной машине;

j_p – плотность тока в якорной обмотке;

S_p – сечение якорной обмотки;

κ_{zp} – коэффициент заполнения окна ЭМЯ якорной обмоткой.

Из формулы (2.16)

$$I_H = \frac{j_p S_p \kappa_{zp}}{w_p}. \quad (2.17)$$

Согласно [1 – 18] ЭДС якорной обмотки индукторного генератора выражается формулой

$$E = 2,22 f w_p (\Phi_{\max} - \Phi_{\min}), \quad (2.18)$$

где f – частота генерируемого напряжения;

$\Phi_{\max}$ – максимальный магнитный поток элементарной машины при совпадении зубцов статора и ротора;

$\Phi_{\min}$ – минимальный магнитный поток элементарной машины при разомкнутых магнитных цепях ЭМЯ (при нахождении зубцов ротора посередине промежутка между зубцами статора).

В монографии предлагается преобразовать выражение (2.18) следующим образом и ввести нижеследующие обозначения:

$$E = 2,22 f w_p \Phi_{\max} \left(1 - \frac{\Phi_{\min}}{\Phi_{\max}} \right) = 2,22 f w_p S_\delta B_\delta \left(1 - \frac{1}{k_\lambda} \right), \quad (2.19)$$

где S_δ – сечение воздушного зазора под зубцами в элементарной машине;

$k_\lambda = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}}$ – коэффициент модуляции основного магнитного потока в элементарной машине.

Подстановкой (2.17) и (2.19) в (2.15) находят расчетную мощность элементарной машины

$$P' = 2,22 f w_p S_\delta B_\delta \left(1 - \frac{1}{k_\lambda} \right) \frac{j_p S_p \kappa_{zp}}{w_p} = 2,22 j_p \kappa_{zp} f S_\delta S_p B_\delta \left(1 - \frac{1}{k_\lambda} \right), \quad (2.20)$$

где $S_\delta = Z_1 b_{z1} l_{z1}^H$ – сечение воздушного зазора под нижними, наиболее нагружен-

ными в магнитном отношении, зубцами статора в элементарной машине;

Z_1 – число нижних (или верхних) зубцов статора;

l_{z1}^H – длина нижнего зубца статора в тангенциальном направлении.

На основании опытных данных и численных расчетов на ЭВМ для данной конструкции ИГАРК можно определить рациональное соотношение между шириной и длиной нижнего зубца статора.

$$k_{w\partial} = b_{z1} / l_{z1}^H. \quad (2.21)$$

За критерий предлагается принять минимальное значение коэффициента рассеяния и максимальное значение коэффициента модуляции основного потока. На рис. 2.3 показано изменение этих коэффициентов в зависимости от соотношения (2.21). При подстановке этого соотношения в (2.20) получают уточненное выражение расчетной мощности элементарной машины:

$$P' = 2,22 j_p k_{zp} f Z_1 (l_{z1}^H)^2 k_{w\partial} S_p B_d \left(1 - \frac{1}{k_1} \right). \quad (2.22)$$

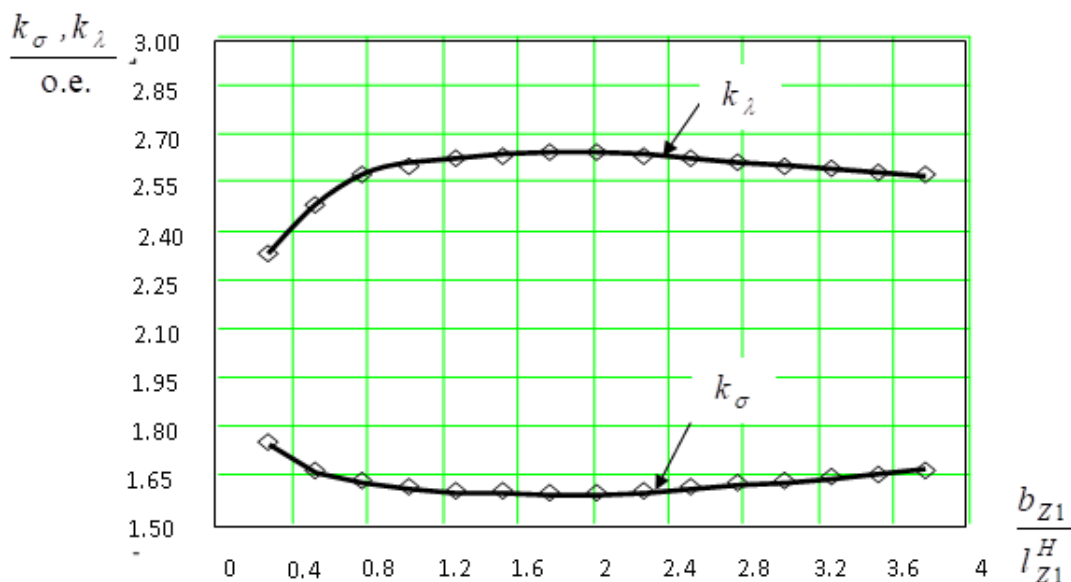


Рис. 2.3 Зависимость k_{σ} , k_{λ} от соотношения длины и ширины нижнего зубца статора

Предварительное значение длины нижнего зубца статора, соответствующее расчетной мощности элементарной машины, находят из следующих соображений. Сечение окна ЭМЯ под медь обмоток в элементарной машине получают как сумму сечений обмоток

$$a^2 = S_p + S_g. \quad (2.23)$$

Отсюда сечение окна ЭМЯ, приходящееся на долю якорной обмотки равно

$$S_p = a^2 - S_g. \quad (2.24)$$

По формуле (2.12) определено рациональное соотношение между радиальным размером магнитной цепи ЭМЯ и сечением окна ячейки $b_{z1} = 0,32a$. Откуда

$$a = b_{z1} / 0,32. \quad (2.25)$$

Связь между l_{z1}^H и b_{z1} устанавливается из полученного соотношения (2.21)

$$b_{z1} = \kappa_{wd} l_{z1}^H. \quad (2.26)$$

Подставляя (2.26) в (2.25), а (2.25) в (2.24) получают предварительное сечение якорной обмотки

$$S_p = 9,77 \kappa_{wd}^2 \left(l_{z1}^H \right)^2 - S_g. \quad (2.27)$$

Выражения (2.26) и (2.27) подставляют в формулу (2.22) для расчетной мощности элементарной машины ИГАРК

$$P' = 2,22 j_p k_{zp} f Z_1 \left(l_{z1}^H \right)^2 \kappa_{wd} B_d \left(1 - \frac{1}{k_l} \right) \left[9,77 \kappa_{wd}^2 \left(l_{z1}^H \right)^2 - S_g \right]. \quad (2.28)$$

В начальный период расчета генератора все величины, входящие в (2.28), кроме l_{z1}^H , известны. Задача предварительного расчета машины сводится к определению

длины нижнего зубца статора решением уравнения (2.28), разрешенного относительно l_{z1}^H . Обозначив предварительно через C_4 выражение

$$C_4 = 2,22 j_p k_{zp} k_{шд} f Z_1 B_\delta \left(1 - \frac{1}{k_\lambda} \right) \quad (2.29)$$

получают алгебраическое уравнение четвертой степени относительно одного неизвестного

$$21,7 C_4 k_{шд}^2 \left(l_{z1}^H \right)^4 - C_4 S_6 \left(l_{z1}^H \right)^2 - P' = 0. \quad (2.30)$$

Обозначив через $x = \left(l_{z1}^H \right)^2$, $C_5 = 21,7 k_{шд}^2 C_4$, $C_6 = C_4 S_6$ получают квадратное уравнение

$$C_5 x^2 - C_6 x - P' = 0. \quad (2.31)$$

Согласно [48] корни уравнений (2.31), (2.32) имеют вид

$$\left(l_{z1}^H \right)_{1,2} = \pm \sqrt{x_1}; \quad \left(l_{z1}^H \right)_{3,4} = \pm \sqrt{x_2},$$

$$\text{где } x_{1,2} = \frac{C_6 \pm \sqrt{(C_6)^2 + 4C_5 P'}}{2C_5}.$$

С учетом того, что физический смысл в данном решении имеет только первый действительный, положительный корень, то

$$l_{z1}^H = \sqrt{\frac{C_6 + \sqrt{(C_6)^2 + 4C_5 P'}}{2C_5}}. \quad (2.32)$$

Окончательно, с учетом ранее принятых обозначений, получают основное расчетное выражение для определения тангенциального размера нижнего зубца статора (см. рис. 2.2)

$$l_{z1}^H = \sqrt{\frac{C_4 S_8 + \sqrt{(C_4 S_8)^2 + 86,8 k_{уд}^2 C_4 P'}}{43,4 k_{уд}^2 C_4}}. \quad (2.33)$$

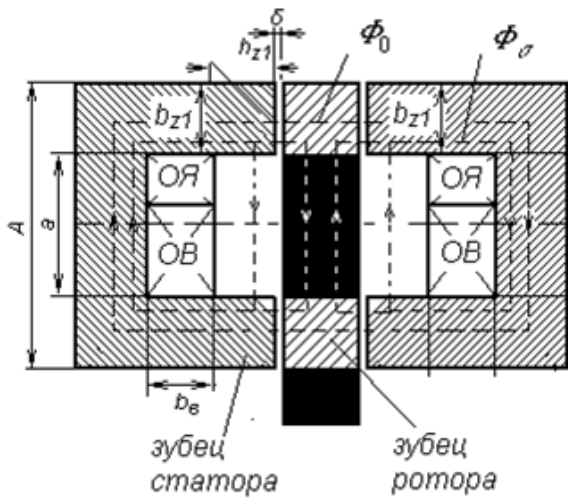


Рис. 2.4 Модули электромагнитной ячейки

И, наконец, используя соотношения (2.26) и (2.25), определяют радиальный размер магнитопровода b_{z1} и окна a ЭМЯ (см. рис. 2.2, 2.4). Конструктивно, ЭМЯ состоит из двух одинаковых модулей, выполненных из шихтованной электротехнической стали (рис. 2.4), между которыми с воздушным зазором вращается дисковый ротор. Обмотка возбуждения и обмотка якоря также разделены на две секции и в виде кольцевых концентрических обмоток

уложены в зубчатые кольца, образованные модулями электромагнитных ячеек. Обмотки возбуждения каждого модуля соединены электрически последовательно, а обмотки якоря - последовательно и согласно.

Другие размеры модуля ЭМЯ (см. рис. 2.2) определяются из следующих соображений. Для уменьшения потока рассеяния обмотки возбуждения модуль ЭМЯ выполняется таким, чтобы при сборке магнитной системы элементарной машины из отдельных модулей, кольцевые обмотки были с трех сторон закрыты магнитной системой. А для обеспечения коммутации магнитного потока в каждом модуле выполнены верхние и нижние зубцы. Высота зубцов h_{z1} выбирается одинаковой и равной высоте окна ячейки, исходя из обеспечения минимального потока рассеяния κ_σ и максимального коэффициента модуляции основного потока κ_λ . В ИМАРК якорные обмотки выполняются кольцевыми, поэтому число зубцов статора должно быть равно числу зубцов ротора, а величина зубцового перекрытия статора и ротора для улучшения формы генерируемого напряжения должно быть равно 0,5. Отсюда величина заплечиков модуля ЭМЯ m_1 определяется как

$$m_1 = l_{z1}^H / 2. \quad (2.34)$$

2.1.3. Определение размеров электромагнитного ядра машины

Размеры электромагнитного ядра машины определяются наружным и внутренним диаметром элементарной машины, а также аксиальным размером машины, состоящей из нескольких элементарных машин. Размеры машины также зависят от числа фаз и выбранного исполнения многофазной машины (в радиальном или аксиальном направлении).

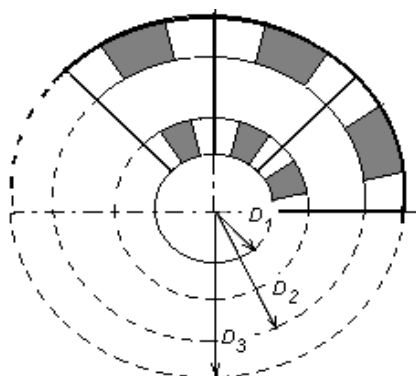


Рис. 2.5. Разрез статора однослойной машины аксиально-радиальной конфигурации

В простейшем случае однофазной машины (рис. 2.5) число модулей (зубцов в одном ярусе статора) в одном зубчатом кольце статора элементарной машины равно

$$Z_1 = \frac{f}{n}. \quad (2.35)$$

Тогда зубцовый шаг на нижнем ярусе статора

$$t_{z1}^H = \frac{l_{z1}^H}{a_{z1}}, \quad (2.36)$$

где a_{z1} – зубцовое перекрытие статора.

Внутренний диаметр статора определяется формулой

$$D_1 = \frac{t_{z1}^H Z_1}{\pi}, \quad (2.37)$$

а внутренний диаметр верхнего яруса статора

$$D_2 = D_1 + 2b_{z1} + 2a. \quad (2.38)$$

Тогда зубцовый шаг на верхнем ярусе статора

$$t_{z1}^B = \frac{\pi D_2}{Z_1}. \quad (2.39)$$

Соответственно длина верхнего зубца статора равна:

$$l_{z1}^B = a_{z1} t_{z1}^B. \quad (2.40)$$

И окончательно определяют наружный диаметр статора

$$D_3 = D_2 + 2b_{z1}. \quad (2.41)$$

Толщина диска ротора d_p выбрана по опытным и расчетным данным из соображений максимального коэффициента модуляции основного потока равной

$$d_p = a. \quad (2.42)$$

Осевой размер электромагнитного ядра машины, состоящей из двух элементарных машин (для обеспечения компенсации пульсации тока в обмотке возбуждения) может быть определен из выражения:

$$L_{ядра} = N_f [2(b_{z1} + l + h_{z1} + 2d) + d_p], \quad (2.43)$$

где N_f – число элементарных машин в одной фазе в осевом направлении;

$l = a/2$ – ширина условного паза модуля ЭМЯ для укладки обмоток;

δ – воздушный зазор с одной стороны диска ротора.

Далее находят объем электромагнитного ядра машины

$$V_{ядра} = \frac{\rho N_f (D_3^2 - D_1^2) [(b_{z1} + l + h_{z1} + 2d) + d_p]}{2}. \quad (2.44)$$

Таким образом, получено основное расчетное уравнение (2.23) в котором слева от знака равенства находится геометрический размер ячейки, а справа все основные электромагнитные нагрузки, определяемые проектным заданием или выбираемые из опыта проектирования электрических машин. Оно позволяет определить геометрические размеры проектируемой электрической машины.

После получения геометрических размеров ячейки необходимо уточнить значения коэффициентов рассеяния κ_σ и модуляции основного магнитного потока κ_λ , принимаемые предварительно.

Вопросы определения коэффициентов κ_σ и κ_λ через соответствующие проводимости объёмного магнитного поля электромагнитной ячейки, расчета магнитной цепи и характеристики холостого хода, выбора обмоток, расчета удельных массогаба-

ритных и стоимостных параметров отражены в методике расчета применительно к ИГАРК.

2.2. Методика расчета индукторного генератора аксиально-радиальной конфигурации

2.2.1. Определение номинальных данных для расчета ИГАРК

Проектирование генератора начинается с получения проектного задания. Как правило, задаются следующие данные [9 – 18, 29 – 35]:

- номинальная полная мощность S_H , кВА;
- номинальное напряжение U_H , В;
- коэффициент мощности нагрузки $\cos\varphi$ (опережающий или отстающий);
- номинальная частота вращения n , об/с;
- частота тока f , Гц;
- число фаз m ;
- тип возбуждения (зависимое или независимое);
- номинальное напряжение в обмотке возбуждения U_b , В.

Номинальную активную мощность определяют [29 – 35] по формуле

$$P_H = S_H \cos \varphi \text{ кВт.} \quad (2.45)$$

Зная полную мощность и номинальное напряжение, находят номинальный ток обмотки якоря

$$I_H = \frac{S_H \cdot 10^3}{U_H} \text{ А.} \quad (2.46)$$

Расчетную мощность одной фазы генератора определяют [29 – 35] по формуле

$$P_a' = \frac{k_E P_H}{\cos \varphi m} \text{ кВт,} \quad (2.47)$$

где k_E – коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения генератора.

Он представляет собой отношение ЭДС в якоре при номинальной нагрузке к номинальному напряжению. При работе генератора с отстающим током и $\cos\varphi = 0,8$, принимают $[29 - 35] \kappa_E \approx 1,1$.

Предварительное значение расчетной мощности одной элементарной машины (одного пакета), из которых состоит одна фаза генератора, определяют из выражения

$$P' = \frac{P_a' \cdot 10^3}{N_f} \text{ Вт}, \quad (2.48)$$

где N_f – число пакетов в одной фазе генератора, выбирается кратное двум, для обеспечения компенсации пульсирующего тока в обмотке возбуждения.

2.2.2. Предварительные расчеты для определения основных размеров генератора

Число зубцов (ферромагнитных вставок) ротора в одном ярусе диска ротора Z_2 определяется исходя из значений частоты и скорости

$$Z_2 = \frac{f}{n}. \quad (2.49)$$

Тогда число зубцов в одном ярусе зубчатого колеса статора (число модулей ЭМЯ) для ИГАРК $Z_1 = Z_2$.

При выборе длины воздушного зазора δ между диском ротора и зубчатыми колесами статора необходимо учитывать технологические требования и высокие выходные характеристики генератора. Исходя из конструкции ИГАРК, у которых, по сравнению с традиционными машинами, воздушный зазор не радиальный, а осевой, диск ротора гладкий и имеет в десятки раз меньшую массу, воздушный зазор может быть выбран меньшим, чем у соответствующих по мощности традиционных машин.

При увеличенном зазоре в ИМ [1 – 18] уменьшаются переменная составляющая потока, ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря, мощность и экономичность генератора.

Как правило, величина воздушного зазора вычисляется по эмпирическим формулам [13 – 18], [29 – 35] применительно к конкретному типу генератора.

В ИГАРК воздушный зазор $\delta = 0,2 \div 1,5$ мм, причем большие значения относятся к генераторам большей мощности, имеющим увеличенные диаметры диска ротора. Величину воздушного зазора с одной стороны диска ротора у ИГАРК ориентировочно можно принять по формуле

$$\delta \approx \left(0,02 + \frac{\sqrt{S_{\text{н}} \cdot 10^3}}{16,6 \cdot 10^3} \right) \cdot 10^{-2} \text{ м.} \quad (2.50)$$

По найденной величине воздушного зазора определяют расчетную длину воздушного зазора, которая для ИГАРК равна

$$\delta' = 4\delta. \quad (2.51)$$

Предварительное значение длины нижнего зубца статора, которое определяет главные размеры электромагнитного ядра машины, вычисляют по формуле (2.33)

$$l_{z1}^{\text{н}} = \sqrt{\frac{C_4 S_{\text{в}} + \sqrt{(C_4 S_{\text{в}})^2 + 86,8 k_{\text{уд}}^2 C_4 P'}}{43,4 k_{\text{уд}}^2 C_4}}.$$

где $S_{\text{в}}$ – предварительное сечение обмотки возбуждения ЭМЯ, определяемое по формуле (2.14);

C_4 – расчетный коэффициент, вычисляемый по формуле (2.29);

P' – предварительное значение расчетной мощности одной элементарной машины, определенное по формуле (2.48).

Используя соотношения (2.26) и (2.25), определяют предварительный радиальный размер магнитопровода b_{z1} и окна a ЭМЯ. Другие размеры модуля электромагнитной ячейки (см. рис. 2.2) определяются по вышеприведенным формулам (2.34) – (2.42).

Для получения окончательных значений размеров ЭМЯ и активной зоны необходимо достаточно точно определить значения коэффициентов рассеяния и модуляции основного магнитного потока, значения которых в начале расчета принимались

ориентировочно на основании опытных данных. Это можно сделать в результате итеративных расчетов по нижеприведенным формулам, определив значения проводимостей, обусловленных размерами электромагнитной ячейки.

2.2.3. Определение проводимости потока рассеяния модуля ЭМЯ при замкнутой магнитной системе

Рассматривают прохождение магнитных потоков на рис. 2.4, где схематично изображен поперечный разрез ЭМЯ генератора. Под влиянием МДС обмоток возбуждения модулей ЭМЯ, включенных в магнитном отношении согласно, по магнитопроводу ячейки будут проходить потоки, указанные пунктиром. Основной поток Φ_0 проходит по ярму левого модуля ячейки, по верхнему зубцу левой ячейки, через зазор, верхний зубец ротора, воздушный зазор, затем через верхний зубец, ярмо и нижний зубец правого модуля ЭМЯ, зазор, нижний зубец ротора и снова входит в нижний зубец левого модуля, замыкаясь через ярмо модуля.

Поток рассеяния Φ_σ обмотки возбуждения левого модуля ЭМЯ проходит по модулю, затем разветвляется; одна часть потока замыкается через воздушный зазор между верхними и нижними зубцами статора, другая, пройдя рабочий воздушный зазор замыкается между верхними и нижними зубцами ротора. Аналогичная картина прохождения потока рассеяния у правого модуля ЭМЯ. При работе обмоток возбуждения обоих модулей, так как они включены в магнитном отношении согласно, потоками рассеяния, замыкающимися между зубцами ротора, можно пренебречь в виду того, что они равны друг другу и противоположно направлены.

Учитывая, что у ИГАРК незначительное насыщение зубцов статора и небольшая длина магнитных линий вдоль зубцов, с достаточной точностью можно считать, что проводимость рассматриваемого участка магнитной цепи обуславливается проводимостью воздушного зазора на этом участке.

В работах [9 – 18, 49, 50, 51 – 54] предлагаются различные способы определения магнитной проводимости зазора. Условно их можно подразделить на полуграфические, аналитические и численные. Например, полуграфические методы: способ

Лемана-Рихтера, метод Унгера и т. п. Аналитические методы, дающие достаточно точные данные: метод Поля [9, 12], метод конформных преобразований [13], метод вероятных путей прохождения магнитных потоков [54]. Численные методы [51 – 53] приближенного расчета магнитных полей основываются на преобразовании сформулированного для данной задачи дифференциального уравнения в частных производных в систему алгебраических уравнений. Система затем решается при помощи ЭВМ.

Ввиду того, что ИГАРК имеет распределенную магнитную систему, необходимо рассматривать трехмерную картину магнитных полей ЭМЯ. Поэтому в монографии отдано предпочтение аналитическим и численным методам расчета магнитных полей.

Предлагается использовать метод вычисления проводимостей вероятных путей прохождения элементарных магнитных потоков [54] в трех координатах, дающий, с одной стороны, как показали опыты на натурных моделях ИГАРК, достаточно точные результаты (погрешность 8 - 12 %), с другой стороны, позволяющий получить несложные аналитические выражения, которые можно использовать в автоматизированной программе расчета ИГАРК.

Из известных численных методов расчета магнитных полей [51 – 53]: метода конечных разностей, метода Монте-Карло, метода интегральных уравнений, метода Канторовича, метода Галеркина, метода конечных элементов, последний в настоящее время является общепризнанным методом расчета.

Замена физических моделей математическими, а физических экспериментов расчетами на ЭВМ позволяет получить искомый результат при значительно меньших затратах времени и средств.

Метод конечных элементов относится к диалоговым методам анализа и расчета магнитных полей, который позволяет разработчику делать практические выводы из непосредственного диалога с вычислительной машиной.

Известно, что

$$k_{\sigma} = 1 + \frac{\Phi_{\sigma}}{\Phi_o}; \quad k_{\lambda} = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_{\min}},$$

где Φ_σ – поток рассеяния;

Φ_o – основной магнитный поток;

$\Phi_{\max}$ – максимальное значение основного магнитного потока;

$\Phi_{\min}$ – минимальное значение основного магнитного потока.

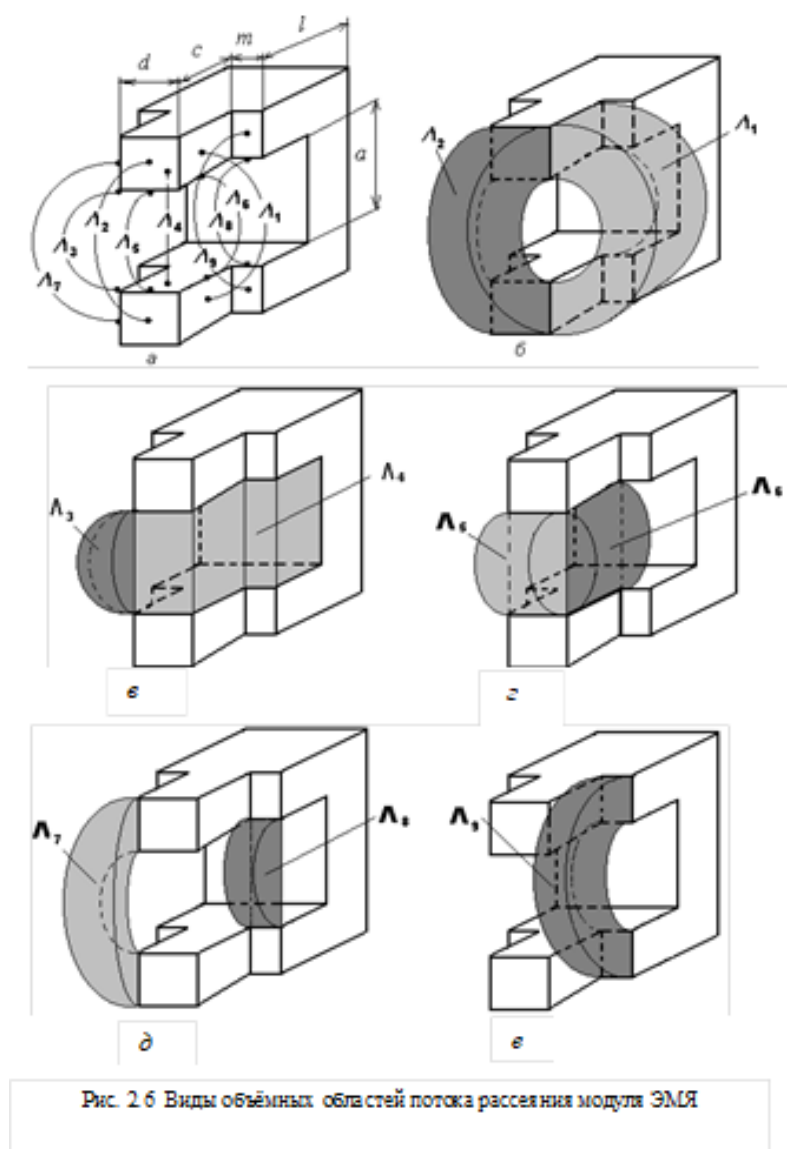
В работе [54] дается аналитический метод определения магнитной проводимости воздушного зазора при заданной конфигурации зубцовой зоны в трехмерном магнитном поле.

На рис. 2.6, а представлен модуль ЭМЯ ИГАРК, для которого определяется проводимость потока рассеяния вышеуказанным методом. При расчетах принимаются следующие допущения:

- все магнитные потоки, не проходящие через рабочие зазоры, считаются потоками рассеяния;
- проводимости рассеяния определяются в момент разомкнутой магнитной цепи ЭМЯ;
- магнитные силовые линии выходят из одной поверхности детали и входят в другую поверхность по нормали;
- магнитные поля считаются однородными;
- наклоном боковых поверхностей модуля ЭМЯ, ввиду их малости, пренебрегают.

Проводимость потока рассеяния определяется как проводимость воздушного объема между верхним и нижним зубцом одного модуля ЭМЯ. Проводимость всего объема определяется суммированием проводимостей отдельных объемных областей между той или иной соответствующей плоскостью или ребром модуля.

Разновидности объемных областей ($A_1 - A_9$) потока рассеяния показаны на рис. 2.6, а, остальными областями можно пренебречь в виду малости значений их проводимостей.



С учетом принятых допущений, проводимость объемной области между двумя одинаковыми плоскостями выражается отношением площади, излучающей магнитное поле, умноженной на магнитную постоянную, к длине средней магнитной линии между двумя плоскостями.

Тогда проводимость элементарных путей магнитного поля рассеяния в областях в виде полукольца по обеим сторонам модуля ЭМЯ - Λ_1 (см. рис. 2.6, б) определится выражением

$$\Lambda_1 = \frac{2m_0 b_{z1} h_{z1}}{\rho(a + b_{z1})}, \quad (2.52)$$

где $b_{z1} h_{z1}$ – площадь поверхности;

$\frac{\rho(a + b_{z1})}{2}$ – длина средней магнитной линии в виде половины окружности.

Таким способом могут быть получены проводимости всех областей.

Проводимость элементарных путей магнитного поля рассеяния в виде полукольца между торцевыми поверхностями модуля ЭМЯ – Λ_2 (см. рис. 2.6, б) определяют по формуле

$$\Lambda_2 = \frac{2m_0 b_{z1} l_{z1}^H}{p(a + b_{z1})}. \quad (2.53)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния в виде сферического квадранта модуля ЭМЯ – Λ_3 (см. рис. 2.6, в) определяют по формуле

$$\Lambda_3 = 0,154\mu_0 a. \quad (2.54)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния между верхней и нижней плоскостью окна модуля ячейки – Λ_4 (см. рис. 2.6, в)

$$\Lambda_4 = \mu_0 l_{z1}^H \left(\frac{l}{3a} + \frac{h_{z1}}{a} \right). \quad (2.55)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния между "ребрами" торцов модуля ЭМЯ в виде полуцилиндра – Λ_5 (см. рис. 2.6, г)

$$\Lambda_5 = 0,26\mu_0 l_{z1}^H. \quad (2.56)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния между "ребрами" боковых поверхностей модуля ячейки в виде полуцилиндров – Λ_6 (см. рис. 2.6, д)

$$\Lambda_6 = 0,26\mu_0 h_{z1}. \quad (2.57)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния между вертикальными "ребрами" торцов модуля ячейки в виде квадранта сферической оболочки – Λ_7 (см. рис. 2.6, е)

$$\Lambda_7 = 0,5\mu_0 b_{z1}. \quad (2.58)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния между "ребрами" заплечиков модуля ячейки в виде полуцилиндров – Λ_8 (см. рис. 2.6, ж)

$$\Lambda_8 = 0,26\mu_0 t. \quad (2.59)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния области между заплечиками модуля ячейки в виде полукольца – Λ_9 (см. рис. 2.6, з)

$$\Lambda_9 = \frac{2m_0 b_{z1} m}{p(a + b_{z1})}. \quad (2.60)$$

Проводимость магнитного поля рассеяния одного модуля ЭМЯ при разомкнутой магнитной системе равна сумме проводимостей областей, на которые был разбит воздушный объем

$$\Lambda_{\sigma 1}^p = \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 + \Lambda_4 + \Lambda_5 + \Lambda_6 + \Lambda_7 + \Lambda_8 + \Lambda_9. \quad (2.61)$$

2.2.4. Определение объемной проводимости рабочих зазоров при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ

Определяют проводимость воздушных зазоров, когда зубцы ротора совпадают с зубцами статора. Падением магнитного потенциала в зубцах статора и ротора пренебрегают. В таком случае расчет проводимости ведут между зубцами статора противоположных модулей при удвоенном рабочем зазоре δ . Расчет ведется отдельно для верхних зубцов и для нижних зубцов ЭМЯ, после чего определяют полную проводимость при последовательном прохождении рабочим потоком верхних и нижних зубцов. Расчетная схема для нижних зубцов

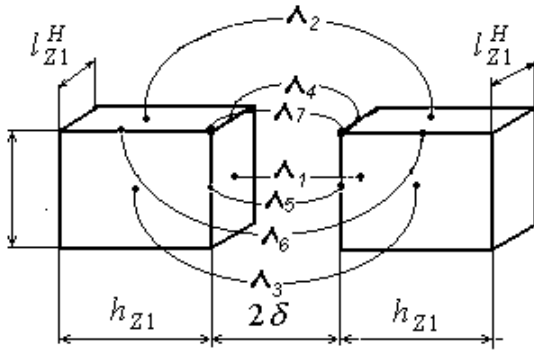


Рис. 2.7. Расчетная схема нижних зубцов ЭМЯ

представлена на рис. 2.7. Расчетная схема для верхних зубцов ЭМЯ аналогична, поэтому в расчетах проводимости верхних зубцов вместо тангенциального размера (длины зубца) на нижнем ярусе зубчатого колеса – l_{z1}^H , используется l_{z1}^6 .

Тогда проводимость воздушного объема между торцевыми поверхностями нижних зубцов ЭМЯ – $\Lambda_{1\delta}^H$ (см. рис. 2.7) определится по формуле

$$\Lambda_{1\delta 2}^H = \frac{\mu_0 b_{z1} l_{z1}^H}{2\delta}, \quad (2.62)$$

где δ – воздушный зазор с одной стороны диска ротора.

Проводимость воздушных объемов между верхними поверхностями и нижними поверхностями нижних зубцов ЭМЯ в виде полуколец – $\Lambda_{2\delta}^H$ (см. рис. 2.7) определится по формуле

$$\Lambda_{2d}^H = 2 \left(\frac{2m_0 h_{z1} l_{z1}^H}{p(2d + h_{z1})} \right). \quad (2.63)$$

Проводимость воздушных объемов между боковыми поверхностями нижних зубцов ЭМЯ в виде полуколец – Λ_{3d}^H (см. рис. 2.7) определится по формуле

$$\Lambda_{3d}^H = 2 \left(\frac{2m_0 h_{z1} b_{z1}}{p(2d + h_{z1})} \right). \quad (2.64)$$

Проводимость воздушных объемов между верхними "ребрами" левого и правого модуля ЭМЯ и между нижними "ребрами" в виде полуцилиндров – Λ_{4d}^H (см. рис. 2.7)

$$\Lambda_{4d}^H = 2(0,26m_0 l_{z1}^H). \quad (2.65)$$

Проводимость воздушных объемов между боковыми "ребрами" левого и правого модуля ЭМЯ в виде полуцилиндров – Λ_{5d}^H (см. рис. 2.7)

$$\Lambda_{5d}^H = 2(0,26m_0 b_{z1}). \quad (2.66)$$

Проводимость воздушных объемов между продольными "ребрами" левого и правого модуля ЭМЯ в виде квадранта сферической оболочки – Λ_{6d}^H (см. рис. 2.7)

$$\Lambda_{6d}^H = 4(0,25m_0 h_{z1}). \quad (2.67)$$

Проводимость воздушных объемов между продольными "углами" левого и правого модуля ЭМЯ в виде сферических квадрантов – $\Lambda_{7\delta}^H$ (см. рис. 2.7)

$$\Lambda_{7d}^H = 4(0,077m_0 2d). \quad (2.68)$$

Тогда общая проводимость воздушного объема между нижними зубцами определится как сумма проводимостей всех рассмотренных выше объемов

$$\Lambda_{\delta}^H = \Lambda_{1\delta}^H + \Lambda_{2\delta}^H + \Lambda_{3\delta}^H + \Lambda_{4\delta}^H + \Lambda_{5\delta}^H + \Lambda_{6\delta}^H + \Lambda_{7\delta}^H. \quad (2.69)$$

Аналогично рассчитывают общую проводимость воздушного объема между верхними зубцами ЭМЯ. Полная проводимость рабочих зазоров при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ определится из выражения

$$\Lambda_{\delta} = \frac{\Lambda_{\delta}^B \cdot \Lambda_{\delta}^H}{\Lambda_{\delta}^H + \Lambda_{\delta}^B}. \quad (2.70)$$

2.2.5. Определение объемной проводимости рабочих зазоров при разомкнутой магнитной цепи ЭМЯ

Определяют проводимость рабочего зазора при нахождении зубцов ротора посередине между соседними зубцами статора, то есть при разомкнутой магнитной цепи ЭМЯ. В этом случае основной магнитный поток, проходящий из одного модуля ЭМЯ в другой, разветвляется. На рис. 2.8 показана развертка нижних зубцов соседних электромагнитных ячеек. Часть основного потока Φ_o проходит напрямую, через образовавшийся большой зазор, из зубца одного модуля в зубец другого модуля ЭМЯ, а часть, ответвляясь, проходит сперва через находящиеся рядом с зубцом статора зубцы ротора, а затем уже проходит в зубец другого модуля ЭМЯ.

При таком параллельно-последовательном включении проводимостей в общую магнитную цепь для определения объемной проводимости при разомкнутой цепи ЭМЯ, достаточно определить и сложить проводимость между зубцами статора про-

тивоположных модулей Λ_{δ}^d и проводимость между одним зубцом модуля статора и одним зубцом ротора Λ_p . При этом, проводимости отдельных областей рабочего зазора между нижними зубцами статора можно определить по формулам аналогичным (2.62) – (2.69), подставив в формулы значение зазора, равное

$$\delta_1 = 2\delta + d_p, \quad (2.71)$$

где d_p – толщина диска ротора.

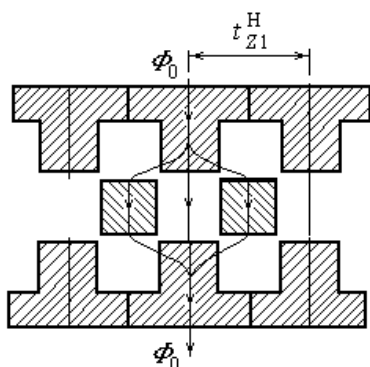


Рис. 2.8 Развертка активной зоны ИГАРК при разомкнутой магнитной системе

Проводимость воздушного зазора между нижним зубцом статора и ротора определяется по аналогичным формулам (2.62) – (2.69) при подстановке в формулы приведенного зазора

$$\delta_2 = \frac{t_{z1}^H}{2}. \quad (2.72)$$

Аналогично определяется объемная проводимость между верхним зубцом статора и ротора, тогда приведенный зазор определяется по формуле

$$\delta_3 = \frac{t_{z1}^B}{2}. \quad (2.73)$$

Тогда суммарная проводимость между нижними зубцами определится из выражения

$$\Lambda^H = \Lambda_p^H + \Lambda_{\delta}^{Hd}, \quad (2.74)$$

а суммарная проводимость между верхними зубцами - из выражения

$$\Lambda^B = \Lambda_p^B + \Lambda_{\delta}^{Bd}, \quad (2.75)$$

где Λ_p^H – проводимость между нижним зубцом модуля статора и нижним зубцом ротора;

Λ_p^B – проводимость между верхним зубцом модуля статора и верхним зубцом ротора;

Λ_{δ}^{bd} – проводимость между верхними зубцами статора;

Λ_{δ}^{nd} – проводимость между нижними зубцами статора.

При параллельном соединении этих проводимостей в магнитной цепи общая проводимость ЭМЯ при разомкнутой магнитной системе определяется по формуле

$$\Lambda_p = \frac{\Lambda^B \cdot \Lambda^H}{\Lambda^B + \Lambda^H}. \quad (2.76)$$

2.2.6. Определение коэффициента модуляции основного потока и коэффициента рассеяния магнитного потока

Коэффициент модуляции основного магнитного потока κ_{λ} определяется отношением максимального магнитного потока, при совпадении зубцов статора и ротора, к минимальному потоку, когда зубцы ротора находятся между соседними зубцами статора. Так как магнитные потоки пропорциональны соответствующим проводимостям, то κ_{λ} можно определить из отношения магнитной проводимости при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ – Λ_{δ} к магнитной проводимости при разомкнутой цепи ЭМЯ – Λ_p

$$\kappa_{\lambda} = \frac{\Lambda_{\delta}}{\Lambda_p}. \quad (2.77)$$

Установлено опытным путем и численными расчетами на ЭВМ с помощью метода конечных элементов, что при неизменной МДС обмотки возбуждения коэффициент модуляции потока рассеяния равен коэффициенту модуляции основного потока. Поэтому, зная проводимость потока рассеяния при разомкнутой магнитной цепи ЭМЯ, можно определить проводимость потока рассеяния при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ по формуле

$$\Lambda_{\sigma} = \frac{\Lambda_{\sigma 1}^p}{k_{\lambda}}, \quad (2.78)$$

и окончательно рассчитать коэффициент рассеяния при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ

$$\kappa_{\sigma} = 1 + \frac{2\Lambda_{\sigma}}{\Lambda_{\delta}}. \quad (2.79)$$

2.2.7. Уточнение данных расчета магнитного поля методом конечных элементов

По полученным данным геометрических параметров электромагнитной ячейки производилось численное решение полевой задачи в двух основных плоскостях методом конечных элементов. Это делалось с целью уточнения геометрических размеров, индукции в различных частях магнитной цепи ЭМЯ, коэффициентов рассеяния и модуляции основного потока.

На рис. 2.9 показаны результаты численного расчета распределения магнитного поля на полюсном делении машины при совпадении зубцов статора и ротора по зубцам и по пазам статора, то есть при максимальном основном потоке в зазоре, создаваемом обмотками возбуждения аксиально-радиального генератора.

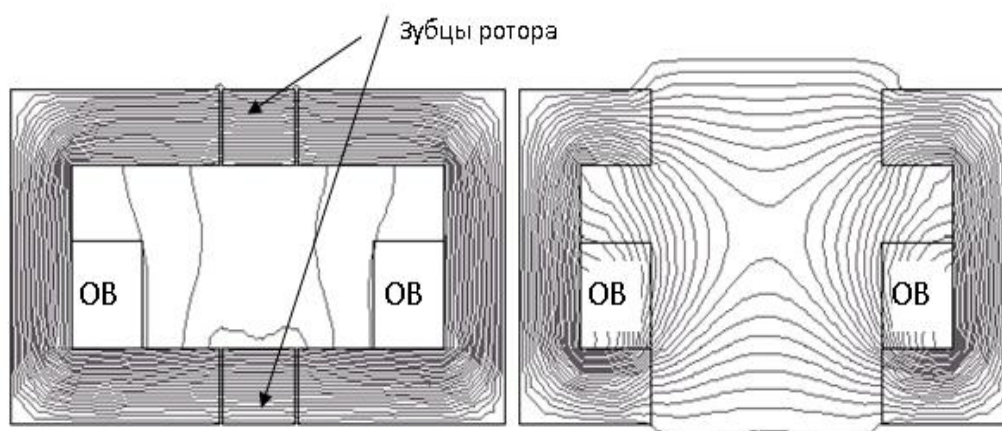


Рис. 2.9. Распределение магнитного поля ЭМЯ при максимальном основном потоке в зазоре

Задаваясь общим числом магнитных трубок в начале расчета, легко можно подсчитать число магнитных трубок замыкающихся по магнитной системе и по воздуху в двух основных плоскостях и вычислить коэффициент рассеяния магнитного потока

$$k_{\sigma} = 1 + \frac{N_{\sigma 1} + N_{\sigma 2}}{N_{O1} + N_{O2}}, \quad (2.80)$$

где $N_{\sigma 1}$ – число магнитных трубок, замыкающихся по воздуху, минуя рабочий зазор, в плоскости зубцов статора;

$N_{\sigma 2}$ – число магнитных трубок, замыкающихся по воздуху, минуя рабочий зазор, в плоскости пазов статора;

N_{O1} – число магнитных трубок, замыкающихся по магнитной системе ЭМЯ в плоскости зубцов статора;

N_{O2} – число магнитных трубок, замыкающихся по магнитной системе ЭМЯ в плоскости пазов статора.

На рис. 2.10 показано распределение магнитного поля на полюсном делении по зубцам и по пазам статора при совпадении зубцов ротора с пазами статора, то есть при минимальном магнитном потоке в рабочем зазоре машины. Полученные данные численного расчета поля дают возможность уточнить коэффициент модуляции основного потока

$$k_{\lambda} = \frac{N_{O1} + N_{O2}}{N_{O3} + N_{O4}}, \quad (2.81)$$

где N_{O3} , N_{O4} – число магнитных трубок, замыкающихся соответственно через зубцы магнитной системы ЭМЯ в плоскости зубцов статора и в плоскости пазов статора.

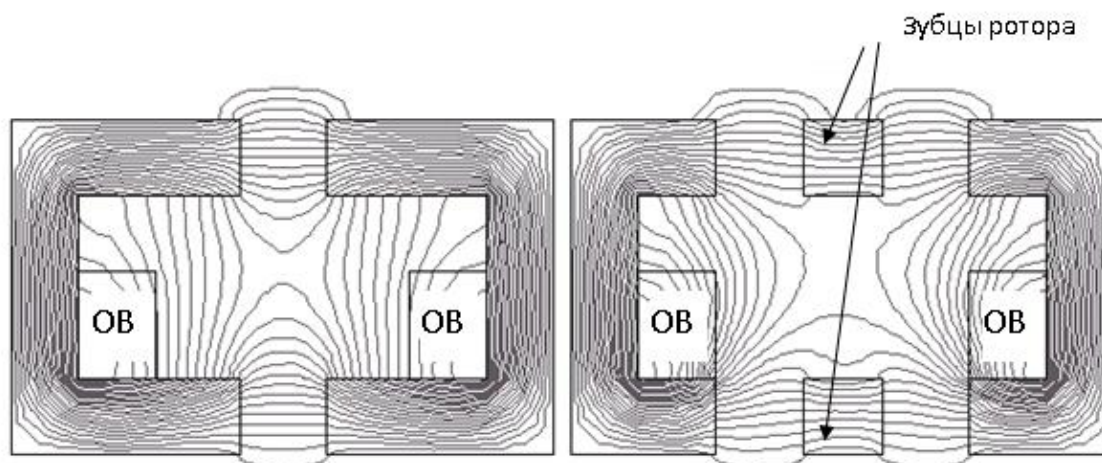


Рис. 2.10. Распределение магнитного поля ЭМЯ при минимальном основном потоке в зазоре

Сравнение параметров электромагнитного ядра, полученных при численном решении полевой задачи с помощью программы, основанной на методе конечных элементов с такими же параметрами, полученными с помощью предложенной выше методике показывает погрешность не превышающую 4 %, что косвенно свидетельствует об адекватности разработанной методики расчета ИГАРК реальному объекту.

2.2.8. Корректировка геометрических параметров ЭМЯ и активной зоны ИГАРК с учетом насыщения стали

Основные геометрические размеры ЭМЯ были получены аналитическим путем при принятом допущении о ненасыщенности стали магнитопровода машины. Поэтому после получения основных размеров магнитопровода необходимо провести проверку значений магнитной индукции в наиболее нагруженных в магнитном отношении частях магнитопровода ЭМЯ. В соответствии с конструкцией ИГАРК самым напряженным участком магнитопровода, с точки зрения величины магнитной индукции, являются нижние зубцы статора, имеющие наименьшее сечение. С этой целью определяют МДС обмотки возбуждения, необходимую для проведения магнитного потока через расчетный зазор:

$$F_{\delta} = \frac{k_F k_E k_{\sigma} k_3 B_{\delta}}{\mu_0} \delta', \quad (2.82)$$

где $\delta' = 4 \delta$ – расчетное значение воздушного зазора;

B_{δ} – номинальное значение индукции в воздушном зазоре.

Тогда магнитный поток, проходящий через зубцы ротора Φ_{Z2} при замкнутой магнитной системе машины, являющийся основным потоком, определяется по известной формуле

$$\Phi_{Z2} = F_{\delta} \Lambda_{\delta}. \quad (2.83)$$

А магнитный поток рассеяния, замыкающийся в основном по воздуху – по формуле

$$\Phi_s = F_{\delta} \Lambda_{\sigma}. \quad (2.84)$$

Оба этих потока проходят через зубцы статора, отсюда общий поток зубцов статора равен

$$\Phi_{z1} = \Phi_{z2} + \Phi_s. \quad (2.85)$$

Зная геометрические размеры ЭМЯ, можно определить индукцию в нижнем зубце статора

$$B_{z1}^H = \frac{\Phi_{z1}}{b_{z1} l_{z1}^H k_H}, \quad (2.86)$$

где k_H – коэффициент неплотности шихтованной электротехнической стали принимается, исходя из толщины листа и марки стали.

После этого определяется степень насыщения зубцов статора, путем вычисления коэффициента насыщения стали нижних зубцов статора $\kappa_{нас}$

$$\kappa_{нас} = \frac{B_{z1}}{B_{нас}}, \quad (2.87)$$

где $B_{нас}$ – предельное значение индукции, задаваемое предварительно, исходя из выбранной марки электротехнической стали.

Если коэффициент насыщения не равен единице, определяют масштабный коэффициент корректуры нижнего зубца статора M_Z

$$M_Z = \sqrt{\kappa_{нас}}, \quad (2.88)$$

определяют откорректированные длину нижнего зубца статора

$$l_{z1}^{H(o)} = l_{z1}^H M_Z \quad (2.89)$$

и ширину нижнего зубца статора

$$b_{z1}^{(o)} = b_{z1}^H M_Z. \quad (2.90)$$

На заключительном этапе, с учетом корректуры размеров нижнего зубца статора, уточняются геометрические параметры электромагнитного ядра, главные размеры машины, а также повторяются расчеты коэффициента рассеяния и коэффициента

модуляции основного потока. Затем необходимо произвести выбор обмотки якоря, расчет магнитной цепи ячейки и XXX.

2.2.9. Выбор обмотки якоря

У ИГАРК якорная обмотка переменного тока, также как и обмотка возбуждения, выполняется кольцевой, concentрической. Рекомендуется выполнять ее двухсекционной, как и обмотку возбуждения. Каждая секция обмотки якоря и обмотки возбуждения укладываются в зубчатые колеса статора, образованные при сборке модулей электромагнитных ячеек.

Возможные варианты расположения секций обмоток якоря и возбуждения показаны на рис. 2.11.

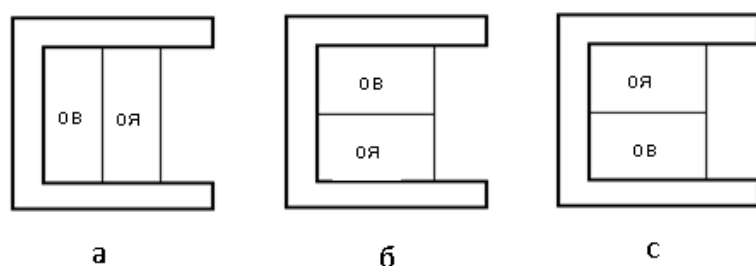


Рис. 2.11

На первый взгляд, вариант, изображенный на рис. 2.11, а, является более благоприятным, так как дает возможность проще и удобнее укладывать обмотки. Однако расчеты и опыты на натур-

ных моделях показали, что вариант на рис. 2.11, в, когда якорная обмотка накладывается сверху обмотки возбуждения, предпочтителен из-за меньшего поля рассеяния обмотки возбуждения.

Так как ИГАРК относятся к машинам повышенной частоты, то обмотка якоря у них, как и у ИМ [9 – 12] при частоте 1000 Гц и выше, выполняется гибким высокочастотным проводом, скрученным из тонких проволок, изолированных высокопрочной эмалью. При нескольких витках в обмотке якоря применение сплошного провода возможно только у машины небольшой мощности и при частоте не выше 500 - 1000 Гц.

Перед определением числа витков якорной обмотки необходимо определить напряжение, генерируемое одной элементарной машиной (пакетом) по формуле

$$U_{\pi} = \frac{U_{\text{н}}}{N_f}. \quad (2.91)$$

Тогда число витков якорной обмотки одного пакета генератора определяют [9] по известной формуле

$$w_p = \frac{U_{\pi}}{2,22 f Z_1 (\Phi_{\text{max}} - \Phi_{\text{min}})}. \quad (2.92)$$

Затем намечают возможное число параллельных ветвей. При выборе числа параллельных ветвей следует исходить из того, чтобы ток в параллельной ветви находился [33 – 35] в пределах от 50 до 150 А.

$$a_1 = \frac{I_{\text{н}}}{50 \div 150}. \quad (2.93)$$

Тогда число витков якорной обмотки с учетом их параллельного включения

$$w_{pA} = w_p \cdot a_1. \quad (2.94)$$

Число витков якорной обмотки одного модуля ЭМЯ с учетом размещения в одном модуле четного числа параллельных ветвей определяют по формуле

$$w_{p1} = \frac{w_{pA}}{2}. \quad (2.95)$$

По найденному значению w_{p1} уточняют ток в одной параллельной ветви якорной обмотки

$$I_A = \frac{I_H}{a_1}. \quad (2.96)$$

Сечение одного провода якоря

$$S_c = \frac{I_A}{j_p}. \quad (2.97)$$

По сечению провода S_c выбирается количество проволок в одном проводе

$$n_{c1} = \frac{S_c}{S_{c1}}, \quad (2.98)$$

где S_{c1} – стандартное сечение проволок, выбирается предварительно по данным электротехнического справочника [102 – 103].

Диаметр проволоки без изоляции определится, исходя из принятого сечения проволоки

$$d_{c1} = \sqrt{\frac{4S_{c1}}{\pi}}. \quad (2.99)$$

По сечению провода якорной обмотки рассчитываются диаметр провода без изоляции и с учетом изоляции

$$d_c = \sqrt{\frac{4S_c}{\pi}}, \quad (2.100)$$

$$d_{ci} = d_c \cdot \kappa_{из}, \quad (2.101)$$

где d_{ci} – диаметр провода якорной обмотки с учетом изоляции;

$\kappa_{из}$ – коэффициент, учитывающий толщину изоляции, выбирается исходя из марки провода и типа изоляции.

Окончательно уточняется площадь окна, занимаемая круглыми изолированными проводами якоря в одном модуле ЭМЯ

$$S_{ск} = d_{ci}^2 w_{p1}. \quad (2.102)$$

2.2.10. Расчет магнитной цепи ЭМЯ и характеристики холостого хода

Расчет магнитной цепи и характеристики холостого хода ИГАРК ведется известными методами [9 – 18, 29 – 35], но применительно к данной конфигурации магнитной цепи.

Расчет заключается в определении намагничивающей силы, необходимой для создания в воздушном зазоре машины основного магнитного потока, способного на-

вести в обмотке якоря заданную ЭДС. Картина распределения магнитного поля в ИГАРК в пределах ее электромагнитной ячейки для всех таких ячеек одинакова.

Поэтому для определения МДС, создающей основной магнитный поток, достаточно ограничиться расчетом магнитного поля в пределах одной ЭМЯ. Расчет магнитной цепи и характеристики холостого хода (ХХХ) заключается в определении суммарного магнитного напряжения всех ее участков, соответствующего определенным значениям магнитной индукции в воздушном зазоре с заданным интервалом.

На рис. 2.12 представлена магнитная цепь электромагнитной ячейки ИГАРК, разбитой на следующие участки: воздушный зазор (участки 1, 3, 9, 11), зубцы ротора (участки 2, 10), зубцы статора (участки 4, 8, 12, 16), спинки зубцов статора (участки 5, 7, 13, 15) и ярмо статора (участки 6, 14).

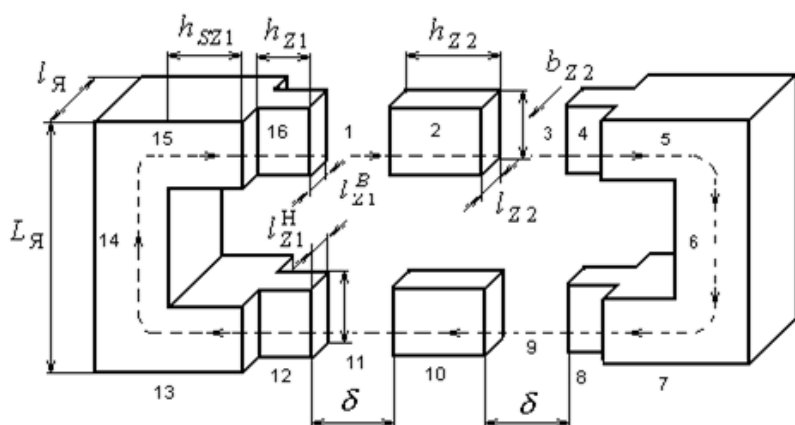


Рис. 2.12. Магнитная цепь электромагнитной ячейки

Для расчета магнитной цепи ЭМЯ используется известное уравнение полного тока для замкнутой цепи

$$F_X = \oint H dl. \quad (2.103)$$

Интеграл берется по контуру вдоль линии основного потока. Правая часть равенства в соответствии с подразделением на

участки представляется в виде суммы

$$F_X = \sum_{i=1}^n H_i l_i, \quad (2.104)$$

где n – число участков, на которые разделена магнитная цепь;

l_i – длина средней магнитной линии в пределах каждого из участков;

H_i – напряженность магнитного поля на i -том участке.

Магнитное напряжение на каждом из участков определяют приближенно при допущении постоянства напряженности поля в пределах каждого участка.

Тогда МДС воздушного зазора между гладкими поверхностями для начального значения индукции в воздушном зазоре определяется по формуле, аналогичной (2.82)

$$F_{\delta} = \frac{k_E k_{\sigma} k_3 \delta'}{\mu_0} B_{\text{нач}}, \quad (2.105)$$

где $B_{\text{нач}}$ – начальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре при расчете XXX, на последующих этапах расчета увеличивается до конечного значения с определенным шагом.

Магнитный поток, проходящий через зубцы ротора, определяется по формуле (2.83), а индукция при постоянном сечении зубца ротора определяется по формуле

$$B_{z2} = \frac{\Phi_{z2}}{b_{z2} l_{z2} k_H}, \quad (2.106)$$

где b_{z2} – радиальная ширина зубца ротора;
 l_{z2} – тангенциальная длина зубца ротора.

Напряженность поля в зубце определяется для соответствующей индукции по кривым намагничивания выбранной марки стали. Определив напряженность в зубце ротора H_{z2} , находят магнитное напряжение по высоте зубца

$$F_{z2} = h_{z2} H_{z2}, \quad (2.107)$$

где h_{z2} – высота зубца ротора, равная толщине диска ротора.

Магнитный поток рассеяния, который также проходит по зубцу статора, определяют по вышеприведенной формуле (2.84), а поток, проходящий через зубцы статора, и индукцию в нижнем зубце статора определяют по формулам (2.85), (2.86).

Найдя для B_{z1}^H по кривой намагничивания (или таблице) напряженность поля H_{z1}^H , определяют магнитное напряжение нижнего зубца статора

$$F_{z1}^H = h_{z1} H_{z1}^H, \quad (2.108)$$

где h_{z1} – высота зубца статора в осевом направлении машины, одинаковая для нижнего и верхнего зубцов.

Аналогично определяют магнитное напряжение для верхнего зубца статора F_{z1}^B .

Для определения магнитного напряжения в спинках зубцов статора, вычисляют их среднюю ширину в тангенциальном направлении по формуле

$$l_{sz1} = \frac{t_{z1}^H + t_{z1}^B}{2}. \quad (2.109)$$

Высота спинки зубца статора равна глубине паза под обмотки

$$h_{sz1} = l.$$

Тогда среднее значение индукции в спинке зубца статора

$$B_{sz1} = \frac{\Phi_{z1}}{b_{z1} l_{sz1} k_H}. \quad (2.110)$$

Найдя для B_{sz1} по кривой намагничивания напряженность поля в спинках зубцов статора H_{sz1} , определяют магнитное напряжение

$$F_{sz1} = h_{sz1} H_{sz1}. \quad (2.111)$$

Средняя длина индукционных линий в ярме статора определяется по рис. 2.12 или по формуле

$$L_{я} = a + b_{z1}. \quad (2.112)$$

Учитывая, что средняя ширина ярма равна средней ширине спинки зубца, а толщина магнитопровода ЭМЯ везде одинакова, индукция в ярме ЭМЯ $B_{я}$ равна индукции в спинке зубца статора. Также равны напряженности поля. Магнитное напряжение в ярме статора определяют соответственно как

$$F_{я} = L_{я} H_{я}. \quad (2.113)$$

Просуммировав магнитные напряжения всех участков магнитной цепи, определяют МДС обмотки возбуждения одной элементарной машины при холостом ходе:

$$F_X = F_\delta + 2F_{z1}^B + 2F_{z1}^H + 2F_{z2} + 4F_{sz1} + 2F_{я}. \quad (2.114)$$

Величина ЭДС одной элементарной машины определится по формуле, аналогичной (2.18):

$$E_\Pi = 2,22 f w_p Z_1 (\Phi_{\max} - \Phi_{\min}), \quad (2.115)$$

где $\Phi_{\max} = \Phi_{Z2}$ – максимальное значение основного магнитного потока;

$\Phi_{\min} = \frac{\Phi_{\max}}{k_\lambda}$ – минимальное значение основного магнитного потока.

Полная ЭДС машины в случае однофазного генератора

$$E = E_\Pi N_f \quad (2.116)$$

и трехфазного генератора при соединении фаз звездой

$$E = \sqrt{3} E_\Pi N_f. \quad (2.117)$$

Полная МДС всей машины определяется по формуле

$$F_{\text{во}} = F_X N_f. \quad (2.118)$$

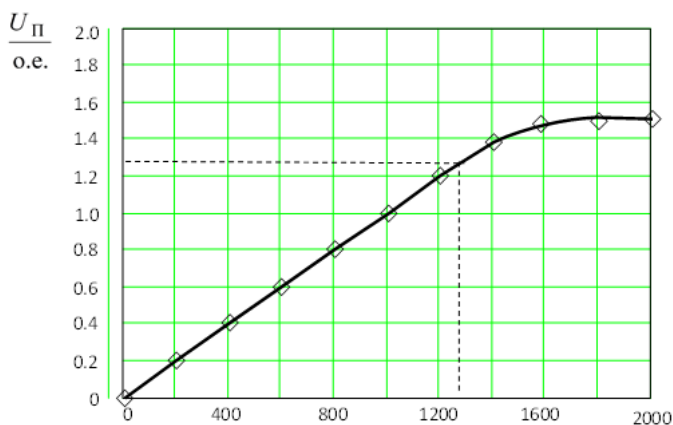


Рис. 2.13. Характеристика холостого хода ИГАРК

Проделав подобный расчет для ряда значений индукции в зазоре, и сведя результаты в таблицу, получают характеристику холостого хода $E = f(F_{\text{во}})$.

На рис. 2.13 представлена характеристика холостого хода ИГАРК в относительных едини-

цах. После получения XXX появляется возможность расчёта обмотки возбуждения.

2.2.11. Расчет обмотки возбуждения

Параметры и размеры обмотки возбуждения генератора в значительной мере зависят от системы питания цепи. При независимом питании обмотки возбуждения каждой элементарной машины с медными проводами расчет обмоток возбуждения производится по общепринятому методу [9 – 18, 29 – 35].

При проектировании обмоток возбуждения для улучшения теплоотдачи и заполнения окна ЭМЯ медью стремятся увеличить сечение проводников обмотки и уменьшить число ее витков при соответствующем увеличении тока возбуждения.

В связи с этим, если не задано напряжение возбуждения в проектном задании, напряжение для питания обмотки возбуждения выбирается [29 – 35] из следующей шкалы напряжений: 25, 35, 45, 65, 80, 100, 115, 160, 200, 230 В. Меньшие напряжения выбирают для машин небольшой мощности.

Обмотки возбуждения, как и якорные, выполняют кольцевыми, концентрическими. Марка провода обмотки возбуждения определяется тепловым режимом генератора. Обычно применяются провода марок ПЭВ и ПЭВП (класс изоляции А), ПЭТВ (класс изоляции В), ПЭТКСОТ и ПСДКТ (класс изоляции Н).

При расчете обмотки возбуждения одной элементарной машины по ее характеристике холостого хода определяют МДС F_{BH} при напряжении равном $1,25 U_n$.

Для определения сечения проводника обмотки возбуждения предварительно вычисляют среднюю длину витка, которая может быть ориентировочно определена из выражения

$$l_B = \pi (D_1 + 2b_{z1} + a). \quad (2.119)$$

Тогда сечение медного проводника обмотки возбуждения элементарной машины ИГАРК определяют [9 – 18, 29 – 35] по известной формуле

$$S_{OB} = \frac{F_{BH} l_B (1 + 0,004 \cdot dt_B) \cdot 10^{-6}}{57 U_B}, \quad (2.120)$$

где S_{OB} – сечение провода обмотки возбуждения элементарной машины;

dt_B – превышение температуры обмотки возбуждения над температурой окружающей среды, равной 15°C .

Отсюда диаметр провода обмотки возбуждения

$$d_{\text{в}} = \sqrt{\frac{4S_{\text{ов}}}{\pi}}. \quad (2.121)$$

Выбор плотности тока в обмотке возбуждения $j_{\text{в}}$ определяется тепловым режимом генератора. Малые плотности тока, при которых можно спроектировать обмотку возбуждения, приводят к значительному увеличению наружного диаметра и массы генератора.

Задавшись на основании опытных данных допустимой величиной плотности тока $j_{\text{в}}$ (обычно около $3 \cdot 10^6 \text{ А/м}^2$), определяют ток возбуждения

$$I_{\text{в}} = j_{\text{в}} S_{\text{ов}}. \quad (2.122)$$

В ИГАРК число витков в секции обмотки возбуждения одного модуля ЭМЯ определяют по формуле

$$w_{\text{в1}} = \frac{F_{\text{вн}}}{2I_{\text{в}}}. \quad (2.123)$$

В зависимости от примененного класса изоляции диаметр изолированного провода обмотки возбуждения будет равен

$$d_{\text{ви}} = d_{\text{в}} \cdot k_{\text{из}}, \quad (2.124)$$

где $k_{\text{из}}$ – коэффициент, учитывающий толщину изоляции выбирается исходя из марки провода и типа изоляции.

Тогда площадь окна, занимаемая круглыми проводами обмотки возбуждения в одном модуле ЭМЯ, определяют по формуле

$$S_{\text{вк}} = (d_{\text{ви}})^2 w_{\text{в1}}. \quad (2.125)$$

После этого уточняется площадь окна, занимаемая круглыми изолированными проводами обмоток возбуждения и якоря в одном модуле ЭМЯ

$$\sum S_{\text{в}} = S_{\text{вк}} + S_{\text{ск}}. \quad (2.126)$$

По предварительным расчетам площадь окна одного модуля ЭМЯ определяется как

$$S_{\text{окна}} = a \cdot l, \quad (2.127)$$

где l – высота спинки зуба статора (глубина условного паза статора под обмотки).

Определив коэффициент запаса площади окна одного модуля ЭМЯ

$$k_{\text{зап}} = \frac{S_{\text{окна}}}{\sum S_{\text{в}}}, \quad (2.128)$$

можно откорректировать ее, изменив значение высоты спинки зубца статора

$$l_o = \frac{l}{k_{\text{зап}}}, \quad (2.129)$$

где l_o – откорректированное значение спинки зубца статора.

2.2.12. Определение массы активных материалов

Для оценки массогабаритных показателей спроектированного генератора, для расчета потерь и КПД возникает необходимость в определении массы активных материалов. Масса активных материалов ИГАРК складывается из массы меди обмоток якоря, возбуждения и массы электротехнической стали зубцов статора, спинок зубцов статора и ярма статора, а также массы зубцов ротора.

В дальнейшем, после детальной разработки конструкции, может быть определена масса конструкционных материалов, а затем и масса всей машины.

При определении массы активных материалов необходимые для расчета размеры указываются в метрах по результатам вышеприведенных расчетов.

Масса меди обмотки возбуждения определяется по формуле

$$G_{\text{в}} = 2mN_f w_{\text{в1}} l_{\text{в}} S_{\text{ов}} \gamma_{\text{м}} \cdot 10^3, \quad (2.130)$$

где γ_m – плотность выбранной марки электротехнической меди, г/см³.

Перед определением массы обмотки якоря необходимо вычислить ориентировочное значение средней длины витка обмотки якоря

$$l_c = \pi \left(D_1 + 2b_{z1} + \frac{3a}{2} \right). \quad (2.131)$$

Тогда масса меди обмотки якоря будет равна

$$G_c = 2mN_f w_{p1} l_c S_c \gamma_m \cdot 10^3. \quad (2.132)$$

Общую массу меди обмоток машины определяют как сумму

$$G_m = G_b + G_c. \quad (2.133)$$

Массу электротехнической стали зубцов ротора определяют по аналогичной формуле, учитывая, что верхние и нижние зубцы ротора одинаковые

$$G_{z2} = 2mN_f Z_2 l_{z2}^H b_{z2} h_{z2} \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3, \quad (2.134)$$

где $\gamma_{ст}$ – плотность выбранной марки электротехнической стали, г/см³;

κ_H – коэффициент неплотности шихтованной стали.

Перед вычислением массы стали статора целесообразно определить объемы отдельных частей магнитопровода ЭМЯ.

Объем нижнего зубца статора равен

$$V_{z1}^H = l_{z1}^H b_{z1} h_{z1}. \quad (2.135)$$

Аналогично объем верхнего зубца статора

$$V_{z1}^B = l_{z1}^B b_{z1} h_{z1}. \quad (2.136)$$

Объем спинки верхнего и нижнего зубца статора определится из выражений

$$V_{sz1}^B = t_{z1}^B b_{z1} l_0; \quad (2.137)$$

$$V_{sz1}^H = t_{z1}^B b_{z1} l_0. \quad (2.138)$$

Объем ярма ЭМЯ с учетом одинаковой толщины магнитопровода ориентировочно определяют по формуле

$$V_{яc} = b_{z1} \left(\frac{t_{z1}^H + t_{z1}^B}{2} \right) L_{я}. \quad (2.139)$$

Теперь можно определить массу отдельных элементов статора. Масса стали нижних зубцов статора

$$G_{z1}^H = 2mN_f Z_1 V_{z1}^H \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3. \quad (2.140)$$

Масса стали верхних зубцов статора

$$G_{z1}^B = 2mN_f Z_1 V_{z1}^B \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3. \quad (2.141)$$

Масса стали спинок нижних зубцов статора

$$G_{sz1}^H = 2mN_f Z_1 V_{sz1}^H \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3. \quad (2.142)$$

Масса стали спинок верхних зубцов статора

$$G_{sz1}^B = 2mN_f Z_1 V_{sz1}^B \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3. \quad (2.143)$$

Масса стали в ярмах статора

$$G_{яc} = 2mN_f Z_1 V_{яc} \gamma_{ст} \kappa_H \cdot 10^3. \quad (2.144)$$

Масса стали статора

$$G_{ст} = G_{z1}^H + G_{z1}^B + G_{sz1}^H + G_{sz1}^B + G_{яc}. \quad (2.145)$$

Наконец, определяют общую массу стали в машине

$$G_{\text{ст}}^{\text{М}} = G_{\text{z2}} + G_{\text{ст}}, \quad (2.146)$$

и массу активных материалов электромагнитного ядра машины

$$G_{\text{ядра}} = G_{\text{м}} + G_{\text{ст}}^{\text{М}}. \quad (2.147)$$

Полную массу генератора можно определить ориентировочно, используя конструктивный коэффициент массы, который должен уточняться по мере изготовления образцов ИГАРК

$$G_{\text{маш}} = G_{\text{ядра}} \cdot \kappa_{\text{м}}, \quad (2.148)$$

где $\kappa_{\text{м}}$ – конструктивный коэффициент массы. У лучших образцов генераторов других типов $\kappa_{\text{м}} = 1,3 - 1,4$.

2.2.13. Определение удельных характеристик электромагнитного ядра машины

Из многообразия удельных характеристик целесообразно для ИГАРК рассчитать нижеследующие характеристики.

Удельная масса электромагнитного ядра машины по мощности

$$g_{\text{ям}} = \frac{G_{\text{ядра}}}{P_{\text{н}}} \text{ кг/кВт}. \quad (2.149)$$

Удельная мощность электромагнитного ядра машины по массе

$$p_{\text{яв}} = \frac{P_{\text{н}}}{G_{\text{ядра}}} \text{ кВт/кг}. \quad (2.150)$$

Для вычисления стоимостных характеристик определяют стоимость электротехнической меди в машине

$$Ц_{\text{м}} = G_{\text{м}} \cdot C_{\text{м}}, \quad (2.151)$$

где $C_{\text{м}}$ – стоимость одного кг электротехнической меди, руб.

И стоимость электротехнической стали в машине

$$C_{\text{ст}} = G_{\text{ст}}^{\text{м}} \cdot C_{\text{с}}, \quad (2.152)$$

где $C_{\text{с}}$ – стоимость одного кг электротехнической стали, руб.

Тогда стоимость активных материалов электромагнитного ядра определяют по формуле

$$C_{\text{ядра}} = C_{\text{м}} + C_{\text{ст}}. \quad (2.153)$$

Окончательно, удельная стоимость основных активных материалов электромагнитного ядра по мощности

$$u C_{\text{ядра}} = \frac{C_{\text{ядра}}}{P_{\text{н}}} \text{ руб/кВт}. \quad (2.154)$$

Для определения КПД машины необходимо рассчитать сопротивления обмоток. Сопротивление якорной обмотки необходимо определить с учетом коэффициента поверхностного вытеснения, зависящего от частоты генерируемого тока.

2.2.14. Определение сопротивлений обмоток

После того, как окончательно установлены размеры обмотки возбуждения постоянного тока, определяют сопротивление обмотки возбуждения генератора по известной формуле

$$R_{\text{в}} = \frac{2 N_{\text{ф}} w_{\text{в1}} l_{\text{в}} (1 + 0,004 \cdot dt_{\text{в}}) \cdot 10^{-6}}{57 S_{\text{ов}}}. \quad (2.155)$$

По аналогичной формуле определяется омическое сопротивление фазы обмотки якоря в нагретом состоянии

$$R_{\text{ос}} = \frac{2 N_{\text{ф}} w_{\text{п1}} l_{\text{с}} [1 + 0,004(t_{\text{ст}} - 15)] \cdot 10^{-6}}{a_1^2 57 S_{\text{ов}}}, \quad (2.156)$$

где $t_{\text{ст}}$ – температура обмотки якоря в нагретом состоянии.

При частоте тока генератора более 400 Гц необходимо учитывать поверхностный эффект вытеснения тока, который приводит к тому, что активное сопротивление обмотки якоря (2.157) больше омического, подсчитанного по формуле (2.156)

$$R_{ac} = k_{rn} \cdot R_{oc}, \quad (2.157)$$

где k_{rn} – коэффициент поверхностного вытеснения тока в проводнике.

Способ определения коэффициента k_{rn} для проводов в пазах в зависимости от частоты переменного тока, числа, размеров и расположения проводов в пазу, дан в работе [9]. Указанный метод расчета коэффициента k_{rn} предназначен для проводов прямоугольного сечения, но может быть с достаточной точностью применен и для проводов круглого сечения, если при расчете k_{rn} заменить круг квадратом, стороны которого равны диаметру круга.

Если рассматривать окно модуля ЭМЯ в виде условного паза, то указанный способ можно применить для определения коэффициента поверхностного вытеснения тока в якорной обмотке ИГАРК.

В работе [9] дается таблица 2.1 двух коэффициентов $\varphi(\varepsilon)$ и $\psi(\varepsilon)$ в зависимости от величины ε , сумму которых определяет коэффициент k_{rn} .

Величина ε определяется из выражения

$$\varepsilon = 14h_{пр} \sqrt{\frac{n_{паза} h_{пр} f}{b_{паза}}}, \quad (2.158)$$

где $h_{пр} = d_{c1}$ – приведенная высота прямоугольной медной проволоки, из которой выполнен провод якорной обмотки.

Общее количество проволок обмотки якоря в условном пазу равно

$$N_{пр} = n_{c1} w_{p1}. \quad (2.159)$$

Число рядов изолированной проволоки обмотки якоря по высоте условного паза

$$m_{\text{паза}} = \frac{l_o}{d_{\text{с1и}}}. \quad (2.160)$$

Тогда количество проволок обмотки якоря по ширине условного паза

$$n_{\text{паза}} = \frac{N_{\text{пр}}}{m_{\text{паза}}}. \quad (2.161)$$

Ширину условного паза обмотки статора можно определить по формуле

$$b_{\text{паза}} = \frac{S_{\text{ск}}}{l_o}. \quad (2.162)$$

Определив величину ε , по таблице 2.1 определяют коэффициенты $\varphi(\varepsilon)$ и $\psi(\varepsilon)$ и по формуле (2.163) окончательно

$$k_{rn} = j(e) + y(e). \quad (2.163)$$

Тогда общее выражение активного сопротивления медной обмотки якоря определяют по формуле (2.157).

2.2.15. Потери и коэффициент полезного действия ИГАРК

Так как ИГАРК относится к индукторным машинам с пульсирующим основным потоком в магнитопроводе, то подсчет потерь и КПД в нем принципиально не отличается от определения этих параметров в обычных ИГ с пульсирующим полем [9 – 18]. Отличие состоит лишь в том, что в ИГАРК пульсирующий поток наблюдается во всем магнитопроводе, а не только в зубцах статора, как в обычных машинах.

Как известно, при работе электрической машины, как и в ИГАРК, часть подводимой мощности расходуется на нагрев проводников обмоток, перемагничивание стальных магнитопроводов, создание охлаждающего потока воздуха, трение вращающихся роторов о воздух, трение в подшипниках, то есть в ней возникают потери.

Потери в электрических машинах подразделяют на основные и добавочные. К основным потерям относят электрические потери в обмотках, потери в стали, вентиляционные и механические потери. Добавочные электрические потери вызываются главным образом полями рассеяния обмоток. Добавочные потери в стали вызываются в основном пульсациями поля, созданными высшими гармониками намагничивающих сил их обмоток.

Потери в меди якоря, в меди обмотки возбуждения, механические потери определяются по известным [9 – 18, 29 – 35] расчетным формулам обычных машин. Тогда потери в меди обмотки возбуждения ИГАРК

$$p_{\text{мв}} = mI_{\text{в}}^2 R_{\text{в}}, \quad (2.164)$$

где $R_{\text{в}}$ – сопротивление обмотки возбуждения одной фазы генератора в нагретом состоянии, определенное по формуле (2.155);

$I_{\text{в}}$ – номинальный ток в обмотке возбуждения, определенный по формуле (2.122).

Потери в меди обмотки якоря

$$p_{\text{мс}} = mI_{\text{н}}^2 R_{\text{ас}}, \quad (2.165)$$

где $R_{\text{ас}}$ – активное сопротивление одной фазы статора в нагретом состоянии, определенное по формуле (2.157).

Расчет механических и добавочных потерь производится лишь для машин большой мощности. Для машин средней и малой мощности эти потери учитываются приближенно. С учетом того, что у ИГАРК гладкий и легкий ротор, сниженные потери в подшипниках, механические потери приближенно определяют по формуле

$$p_{\text{мех}} = \frac{P_{\text{н}}}{50}. \quad (2.166)$$

Так как учет добавочных потерь сложен и требует дальнейших уточнений при испытании построенных машин такой конструкции, для упрощения расчета добавочные потери можно считать приближенно равными

$$P_{\text{доп}} = \frac{P_{\text{н}}}{50}. \quad (2.167)$$

Основные потери в стали ИГАРК вызываются высокочастотной пульсацией основного потока машины. Она возникает в зубцах, спинках зубцов, ярме ЭМЯ и в зубцах ротора. Рассматриваемые потери состоят из потерь на гистерезис p_z и потерь на вихревые токи $p_{\text{вт}}$ [9 – 18, 29 – 35, 55, 56], которые по-разному зависят от марки стали, толщины листов магнитопровода, частоты перемагничивания, величины индукции. На них оказывают также влияние различные технологические факторы, связанные со штамповкой модулей ЭМЯ. Точный расчет p_z и $p_{\text{вт}}$ практически невозможен.

Явление гистерезиса, как известно, заключается в том, что при изменении намагничивающей силы кривые зависимости индукции от намагничивающей силы при нарастании и спаде этой силы не совпадают. Изменение магнитного состояния ферромагнетика сопровождается затратой энергии. Потери энергии на гистерезис связаны только с магнитными свойствами материала и максимальным значением индукции.

При полном цикле перемагничивания, то есть при намагничении от индукции одной полярности $-B$ до равной по величине индукции другой полярности $+B$, как это происходит в обычных СМ, затрата энергии за один цикл выражается площадью гистерезисной петли.

На основании ряда исследований Штейнметцом была дана эмпирическая формула потерь в железе на гистерезис

$$p_z = \eta_{\text{жс}} B^{1,6} f V_{\text{жс}}, \quad (2.168)$$

где $\eta_{\text{жс}}$ – постоянная, зависящая от сорта стали;

B – максимальная индукция;

f – частота перемагничивания;

$V_{\text{ж}}$ – объем стали.

По этой формуле потери от гистерезиса для данного материала пропорциональны частоте в первой степени и индукции в степени 1,6 и не зависят от толщины листа стали.

У ИГАРК магнитный поток, проходящий по магнитной системе, не меняет своего направления, а лишь пульсирует от своего максимального значения Φ_{max} до минимального значения Φ_{min} без изменения полярности. Такое перемагничивание эквивалентно нормальному перемагничиванию переменной МДС тела, уже намагниченного до некоторого среднего магнитного состояния.

Опыт показывает [55 – 65], что при циклическом перемагничивании стали в пределах от индукции B_{max} до B_{min} , без изменения полярности, потери от гистерезиса близки потерям, получаемым при нормальном перемагничивании в пределах индукции от

$$+\left(\frac{B_{\text{max}} - B_{\text{min}}}{2}\right) \partial o - \left(\frac{B_{\text{max}} - B_{\text{min}}}{2}\right).$$

При повышенной частоте потери от гистерезиса не являются доминирующими и нет необходимости в более точном расчете.

Потери от вихревых токов зависят от электрических свойств материала (удельного электрического сопротивления) и от конструктивных параметров изделия (толщина листа), а также зависят от частоты перемагничивания и от максимального значения магнитной индукции.

В [9, 57, 61, 62] приводятся приближенные формулы для определения потерь на вихревые токи

$$p_{\text{em}} = \frac{1,67 B_{\text{max}}^2 f^2 \Delta^2 V_{\text{с}}}{\rho_{\text{с}}}, \quad (2.169)$$

где Δ – толщина листа стали;

V_c – объем стали;

ρ_c – удельное сопротивление стали.

Приведенная формула потерь от вихревых токов выведена в предположении равномерного распределения индукции по всему сечению. Измерения потерь в реальных образцах стали показывают, что расчёт по формуле потерь на вихревые токи, как функции от квадрата частоты и квадрата индукции дает несколько завышенное значение потерь. Поэтому полные потери в стали равны сумме потерь от гистерезиса и вихревых токов и должны расти в некоторой показательной степени больше первой и меньше второй в зависимости от частоты и индукции.

На практике чаще всего пользуются таблицами или кривыми полных удельных потерь [55 – 65] для определенных сортов стали в зависимости от толщины листа стали, частоты перемагничивания и амплитуды магнитной индукции.

Для ИГАРК, которые могут работать при частоте тока в несколько сотен и тысяч Герц, можно рекомендовать горячекатаную сталь 2411 с толщиной листа 0,35 мм и холоднокатаную сталь 3411 с толщиной листа 0,20 мм.

На рис. 2.14 приведены кривые удельных потерь в стали 2411 с толщиной листа 0,35 мм в зависимости от индукции при различных частотах.

Для определения удельных потерь в стали ИГАРК необходимо определить амплитуду переменной составляющей рабочего потока при номинальной индукции в воздушном зазоре

$$\Phi_{\text{пер}} = \frac{\Phi_{\text{max}} - \Phi_{\text{min}}}{2}. \quad (2.170)$$

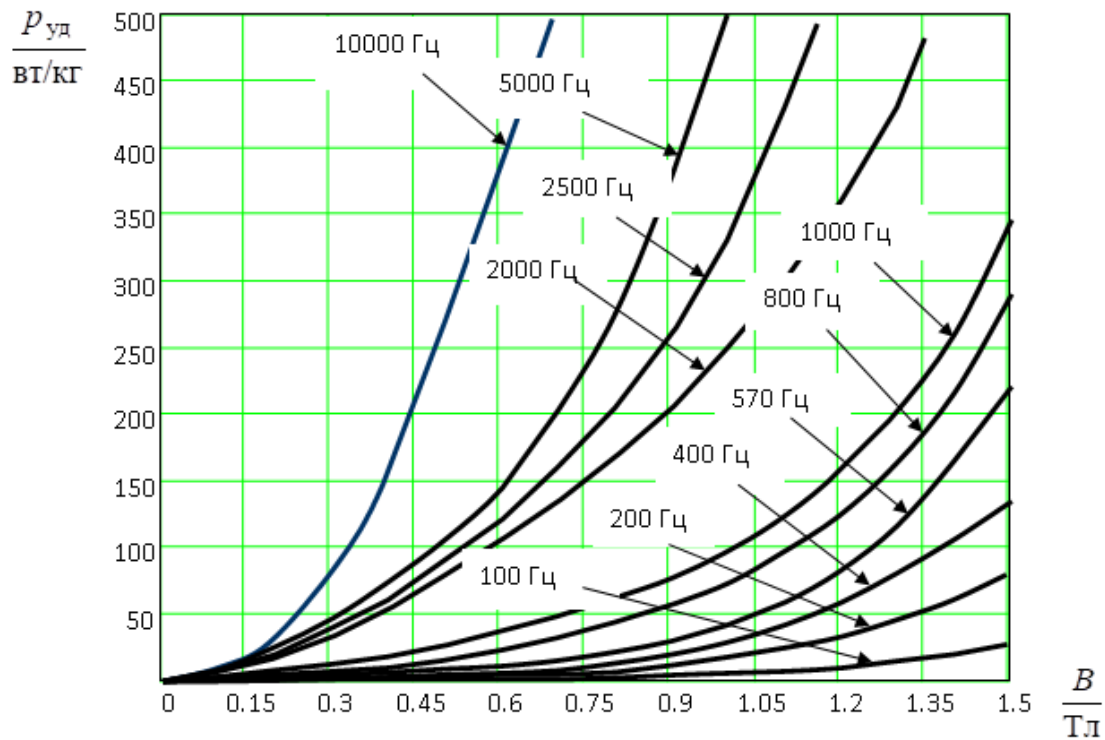


Рис. 2.14. Кривые удельных потерь в стали 2411 с толщиной листа 0,35 мм

Так как у ИГАРК сечение отдельных элементов магнитной цепи ЭМЯ различно, необходимо определять амплитуды переменных составляющих индукции и удельные потери для всех элементов в отдельности.

Следовательно, амплитуда переменной составляющей индукции в нижнем зубце статора равна

$$B_{z1f}^H = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z1} l_{z1}^H}. \quad (2.171)$$

Амплитуда переменной составляющей индукции в верхнем зубце статора равна

$$B_{z1f}^B = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z1} l_{z1}^B}. \quad (2.172)$$

Амплитуда переменной составляющей индукции в спинке нижнего зубца статора

$$B_{sz1f}^H = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z1} t_{z1}^H}. \quad (2.173)$$

Амплитуда переменной составляющей индукции в спинке верхнего зубца статора

$$B_{sz1f}^B = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z1}t_{z1}^B}. \quad (2.174)$$

Амплитуда переменной составляющей индукции в ярме статора

$$B_{яf} = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z1}l_{я}}. \quad (2.175)$$

Амплитуда переменной составляющей индукции в зубце ротора

$$B_{z2} = \frac{\Phi_{\text{пер}}}{b_{z2}l_{z2}}. \quad (2.176)$$

На основании полученных значений переменных составляющих индукции по кривым на рис. 2.14, для заданной частоты тока, определяют удельные потери в отдельных частях магнитопровода ЭМЯ ИГАРК:

$$y p_{z1}^H, y p_{z1}^B, y p_{sz1}^H, y p_{sz1}^B, y p_{я}, y p_{z2}.$$

При известных массах отдельных деталей магнитопровода ЭМЯ и удельных потерях в них общие потери в стали машины равны

$$p_{zc} = p_{z2} + p_{z1}^B + p_{z1}^H + p_{sz1}^B + p_{sz1}^H + p_{я}. \quad (2.177)$$

И окончательно, полные потери в генераторе равны сумме всех потерь:

$$\sum p = p_{\text{мв}} + p_{\text{мс}} + p_{\text{мех}} + p_{\text{лоп}} + p_{zc}. \quad (2.178)$$

Коэффициент полезного действия генератора определяют по известной формуле

$$KПД = \frac{U_H I_H \cos \varphi}{U_H I_H \cos \varphi + \sum p}. \quad (2.179)$$

Приведенная выше методика расчета ИГАРК, несмотря на её относительную простоту довольно громоздка и даже один вариант расчета занимает достаточно большое время. Поэтому появляется необходимость разработки алгоритма и программы расчета ИГАРК на ЭВМ.

2.3. Алгоритм и программа автоматизированного расчета ИГАРК на ЭВМ

2.3.1. Общая характеристика программы расчета

На основе вышеприведенной методики разработаны алгоритм и программа автоматизированного расчета ИГАРК. Цель разработки программы – облегчить разработчику задачу расчета машины на стадии эскизного проектирования и дать ему инструмент для синтеза генератора по выбранному критерию.

Применение ЭВМ облегчает выполнение этой задачи и позволяет уточнять математические модели оптимального проектирования.

Программа реализована на базе объектно-ориентированной системы *Delphi* – 5 на алгоритмическом языке *Object Pascal* [66 – 68] и может использоваться на современных ЭВМ с достаточным объемом памяти.

Программа позволяет, введя в память ЭВМ три группы параметров: параметры проектного задания, независимые параметры, предварительные значения расчетных параметров, уточняемых в рекурсивном режиме, получить следующие результаты:

1. Геометрические размеры ЭМЯ, активного ядра генератора и габаритные размеры машины.
2. Значения проводимостей магнитного поля рассеяния и основного магнитного поля при замкнутой и разомкнутой магнитной цепи машины.
3. Значения коэффициентов рассеяния и модуляции основного потока, необходимые для производства основных электромагнитных расчетов.
4. Расчет магнитной цепи и определение параметров обмотки возбуждения для индуктирования заданной ЭДС.
5. Определение параметров якорной обмотки для генерирования заданного напряжения при заданной мощности.
6. Расчет характеристики холостого хода.
7. Расчет массы активных материалов и удельных характеристик.
8. Подсчет потерь и определение КПД.

По завершению работы программы, результаты расчетов заносятся в файл данных и визуализируются на экране монитора (160 параметров). Кроме того, осуществляется масштабное графическое изображение эскизного чертежа модуля ЭМЯ в трех проекциях, его аксонометрического изображения, а также продольного разреза генератора и характеристики холостого хода с возможностью копирования и воспроизведения этих данных посредством буфера обмена в любом графическом редакторе. Время решения одного варианта расчета от долей секунды до нескольких секунд.

2.3.2. Описание алгоритма работы программы расчета ИГАРК

Блок-схема алгоритма программы показана на рис. 2.15. Она представляет собой комплекс программных блоков, каждый из которых выполняет определенный этап расчета. Алгоритм расчета каждого блока базируется на расчетных формулах, рассмотренных в методике расчета ИГАРК.

При разработке программы особое внимание было уделено удобству и наглядности ввода и редактирования исходных данных. Ввод данных осуществляется не набором цифр, а изменением чисел в окнах редактирования экрана монитора (см. рис. 2.16) с помощью "мыши". Если навести курсор "мыши" на стрелку "вверх" у компонента, рядом с окном редактирования данного параметра, и нажать левую клавишу "мыши", то число, характеризующее данный параметр, с заданным шагом увеличивается. Если сделать тоже самое со стрелкой "вниз", данный параметр уменьшается.

Программа позволяет вводить и редактировать три группы параметров.

Первая группа – это параметры проектного задания на расчет ИГАРК:

- номинальная полная мощность S_n , кВА;
- номинальное напряжение U_n , В;
- номинальная частота f , Гц;
- номинальная частота вращения n_n , об/с;
- коэффициент мощности $\cos\varphi$ (отстающий или опережающий), о.е.;

- число фаз m ;
- напряжение обмотки возбуждения U_v , В.

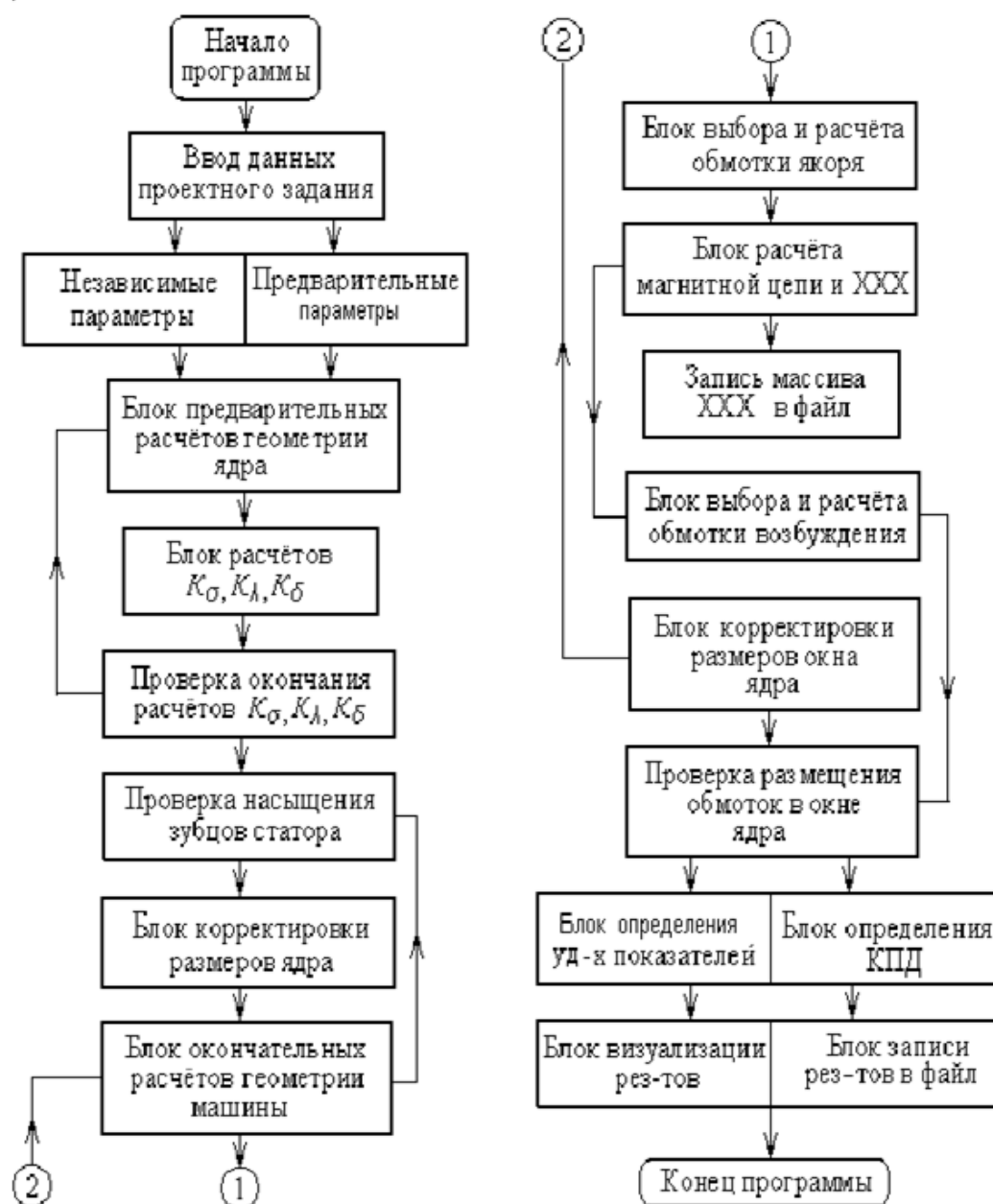


Рис. 2.15 Блок - схема алгоритма программы расчета ИГАРК

Вторая группа – это значения независимых параметров проектирования, которые разработчик выбирает из опыта проектирования электрических машин:

- коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения генератора k_E , о.е.;

- коэффициент заполнения окна модуля ЭМЯ обмоткой возбуждения $\kappa_{зв}$, о.е.;
- коэффициент заполнения окна модуля ЭМЯ обмоткой якоря $\kappa_{зр}$, о.е.;
- коэффициент, учитывающий падение магнитного потенциала в стали κ_F , о.е.;
- коэффициент запаса обмотки возбуждения на регулирование $\kappa_з$, о.е.;
- коэффициент неплотности шихтованной стали магнитопровода ЭМЯ $\kappa_{нж}$, о.е.;
- зубцовое перекрытие статора a_{z1} , о.е.;
- зубцовое перекрытие ротора a_{z2} , о.е.;
- плотность тока в обмотке возбуждения j_B , А/м²;
- плотность тока в обмотке якоря j_P , А/м²;
- предельная индукция в нижнем зубце статора $B_{нас}$, Тл;
- начальное значение индукции в воздушном зазоре для расчета XXX $B_{нач}$, Тл;
- конечное значение индукции в воздушном зазоре для расчета XXX $B_{кон}$, Тл;
- номинальное значение индукции в воздушном зазоре B_δ , Тл;
- число параллельных ветвей обмотки якоря a_1 ;
- температура превышения обмотки возбуждения над температурой окружающей среды 15⁰С Δt_θ , градус;
- температура обмотки якоря в нагретом состоянии t_c , градус;
- стоимость одного килограмма электротехнической меди c_m , руб.;
- стоимость одного килограмма электротехнической стали $c_{ст}$, руб.;
- марка используемой электротехнической стали (2 – сталь 2411, 3 – сталь 3411);
- стандартное сечение одной проволоки провода якорной обмотки S_{C1} , м²;
- вид исполнения трехфазного генератора, (1 – в осевом направлении, 2 – в радиальном направлении);
- плотность электротехнической меди γ_m , г/см³;
- плотность электротехнической стали $\gamma_{ст}$, г/см³;
- число элементарных машин (пакетов) в одной фазе N_f ;

К третьей группе параметров относятся предварительные значения расчетных коэффициентов, которые разработчик принимает перед расчетом, исходя из опыт-

ных данных, и которые программа уточняет в рекурсивном режиме. К расчетным коэффициентам относятся коэффициент рассеяния магнитного потока κ_σ и коэффициент модуляции основного потока κ_λ .

Параметры, принимаемые предварительно

Проектное задание	κ_e	1,1	$\kappa_{\text{сигм}}$	1,7	$d_{\text{тв,гр}}$	85
S_n , кВА	N_Φ	2	δ , м	0	$S_{c1,м2}$	2E-7
U_n , В	q	0,5	$B_{\text{нас,Тл}}$	1,2	$\Gamma_{\text{ам,м}}$	8,9
f , Гц	j_p , А/м ²	8200000	$B_{\text{нач,Тл}}$	0,3	$\Gamma_{\text{ам,ст}}$	7,8
n , об/с	j_b , А/м ²	2700000	a_{z1}	0,5	$C_{\text{м,Гр}}$	10
$\cos \varphi$	$K_{зр}$	0,55	a_{z2}	0,5	$C_{\text{ст,Гр}}$	3
m	$K_{зв}$	0,55	Сталь	2	T стали, гр	100
U_b , В	$B_{\text{дelt,Тл}}$	0,6	K_z	1,1	Исполн.	1
	$K_{\lambda \text{мбд}}$	1,9	$K_{\text{нж}}$	0,9	a_1	2
	K_F	1,3	$B_{\text{кон,Тл}}$	1,2		

Новые данные Эскиз машины

Решение Форма 2 Форма 3 Форма 4 Форма 5 Эскиз ЗМЯ График XX

Рис. 2.16. Вид экрана монитора (форма 1) при работе программы расчета ИГАРК

После ввода параметров необходимо нажать левой клавишей "мыши" на кнопке "Новые данные", для приведения всех ранее вычисленных параметров к нулевому значению, и затем нажать на кнопке "Решение" для начала расчета в автоматическом режиме.

В процессе решения вначале работает блок (см. рис. 2.15) предварительных расчетов геометрических размеров электромагнитной ячейки и уточняются расчетные коэффициенты κ_σ и κ_λ . Этот процесс в рекурсивном сходящемся режиме повторяется до тех пор, пока разность значений вычисленных коэффициентов на последующем шаге будет отличаться от значений на предыдущем шаге по абсолютной величине более чем на 0,002.

После этого вступает в работу блок проверки насыщения зубцов статора. В этом блоке программы проверяется значение магнитной индукции в самой нагруженной части магнитопровода ЭМЯ, имеющей наименьшее сечение – нижнем зубце статора ячейки; и сравнивается с заданным значением $B_{\text{нас}}$. В случае отклонения коэффициента насыщения $k_{\text{нас}} = \frac{B_{z1}^H}{B_{\text{нас}}}$ от единицы, корректируется сечение нижнего зубца, изменяются размеры электромагнитного ядра и снова, в рекурсивном режиме, уточняются коэффициенты k_{σ} и k_{λ} до тех пор, пока коэффициент насыщения на последнем шаге итерации не будет отличаться от предыдущего на 0,001. В последующем блоке окончательно определяются геометрические размеры ЭМЯ и ядра машины.

Далее вступает в работу блок выбора и расчета обмотки якоря. В нем на основании напряжения элементарных машин, составляющих каждую фазу, плотности тока в якорной обмотке, числа параллельных ветвей и сечения одной проволоки многожильного высокочастотного провода определяются следующие параметры: число витков якорной обмотки в одной фазе, число витков одной параллельной ветви, сечение одного провода статора без изоляции и с изоляцией. В заключение определяются площадь окна модуля ЭМЯ, занимаемая круглыми изолированными проводами.

После выбора обмотки якоря программа переходит к блоку расчета магнитной цепи и характеристики холостого хода. Алгоритм блока расчета магнитной цепи и ХХХ составлен по методике, изложенной в пункте 2.2.10. Особенностью этого блока является тот факт, что кривые намагничивания $B = \mu(H)$ для выбранной марки стали заданы в аналитической форме, с помощью стандартной программы "Аппроксимация" на ЭВМ. Определение H по известным B , по кривой $B = \mu(H)$, осуществляется в результате обращения к соответствующей процедуре. Схема расчета магнитной цепи и ХХХ представлена на рис. 2.15.

Программа этого блока составлена в соответствии с задаваемой величиной индукции в воздушном зазоре. Задается начальное значение индукции в воздушном за-

зоре, и программа с заданным шагом осуществляет расчет по приведенному алгоритму. После расчета текущих значений индукции в различных участках магнитной цепи происходит обращение к процедуре определения H по известным B для выбранной марки стали.

После того, как будут рассчитаны текущие значения магнитодвижущей силы обмотки возбуждения и ЭДС, они выводятся на экран монитора и печатаются в файл вычисленных данных. Затем требуется сравнить текущее значение индукции в воздушном зазоре с его конечным значением, которое задается при вводе исходных данных. Это сравнение происходит с помощью оператора IF . Если $B_i < B_{\text{кон}}$, то значение B_i увеличивается на шаг, и цикл снова повторяется до тех пор, пока текущее значение B_i не станет равным $B_{\text{кон}}$ или больше него. Если это произошло, то программа блока расчета магнитной цепи и ХХХ считается выполненной, и происходит переход к выполнению блока выбора и расчета обмотки возбуждения.

В этом блоке на основании определенной в предыдущем блоке МДС обмотки возбуждения для получения напряжения равного $1,25U_n$ определяется сечение меди обмотки возбуждения и числа витков в катушке возбуждения одного модуля. Затем определяется ток возбуждения, диаметр провода без изоляции и с изоляцией. В заключение вычисляется площадь окна, занимаемая изолированными круглыми проводами обмотки возбуждения.

После того, как выбраны обмотки якоря и возбуждения, программа осуществляет проверку размещения изолированных проводов обмоток в площади окна модуля ЭМЯ и, при необходимости, корректирует ее размеры. Если такая необходимость возникла, то программа передает управление снова блоку окончательных расчетов геометрических параметров машины, и все повторяется до тех пор, пока коэффициент запаса

$$k_{\text{зап}} = \frac{S_{\text{окна}}}{\sum S_B} \quad (2.180)$$

не станет равным единице с точностью до 0,001.

В блоке определения удельных показателей рассчитывается масса активных материалов электромагнитного ядра и его стоимость по ценам, которые задаются

при вводе данных. На основании этих параметров производится вычисление удельных характеристик электромагнитного ядра:

- удельной массы по мощности $g_{\text{ям}}$, кг/кВт;
- удельной мощности по массе $p_{\text{яв}}$, кВт/кг;
- удельной стоимости по мощности $U\mathcal{L}_{\text{ядра}}$, руб/кВт.

В блоке определения КПД несколько подпрограмм. Первая – это подпрограмма определения сопротивления обмотки возбуждения в нагретом состоянии и сопротивления якорной обмотки с учетом вытеснения тока по формулам, приведенным в пункте 2.2.14.

Зависимости $\varphi(\varepsilon)$ и $\psi(\varepsilon)$, необходимые для определения коэффициента, учитывающего поверхностный эффект при большой частоте тока, приведенные в табл. 2.1, заданы аналитически.

Вторая подпрограмма – это определение удельных потерь в стали. Кривые удельных потерь для выбранной марки стали задаются также аналитически. Определение удельных потерь в зависимости от индукции при заданной частоте осуществляется по процедурам для частот 100, 200, 400, 570, 800, 1000, 2500, 5000 и 10000 Гц. Полученные результаты корректируются с помощью коэффициента коррекции, который вступает в работу, если заданная частота тока отличается от вышеприведенных частот.

Коэффициент коррекции приближенно может быть определен по формуле

$$K_{\text{кор}} = \frac{f^2}{f_{\text{пр}}^2},$$

где f – номинальная частота тока, введенная в начале расчета;

$f_{\text{пр}}$ – частота тока процедуры, использованной для определения удельных потерь в стали.

Третья подпрограмма осуществляет подсчет потерь в обмотках, в стали и вычисляет КПД по формулам, приведенным в пункте 2.2.15.

Все результаты расчета в этом блоке программы визуализируются на соответствующих страницах экрана монитора и записываются в файл результатов расчета.

В блоке визуализации результатов реализуется три подпрограммы – "Эскиз ЭМЯ", "Эскизный чертеж машины", "Кривая холостого хода". В подпрограмме "Эскиз ЭМЯ" осуществляется программное рисование (рис. 2.17) в масштабе один к двум трех проекций модуля электромагнитной ячейки и аксонометрического изображения этого модуля. Рисование осуществляется на одной из форм экрана с использованием различных цветов по размерам модуля ячейки, определенным в предыдущих блоках программы. Вызов этого эскизного чертежа на экран монитора, осуществляется нажатием левой клавиши "мыши" на кнопке "Эскиз ЭМЯ" на командной форме экрана монитора.

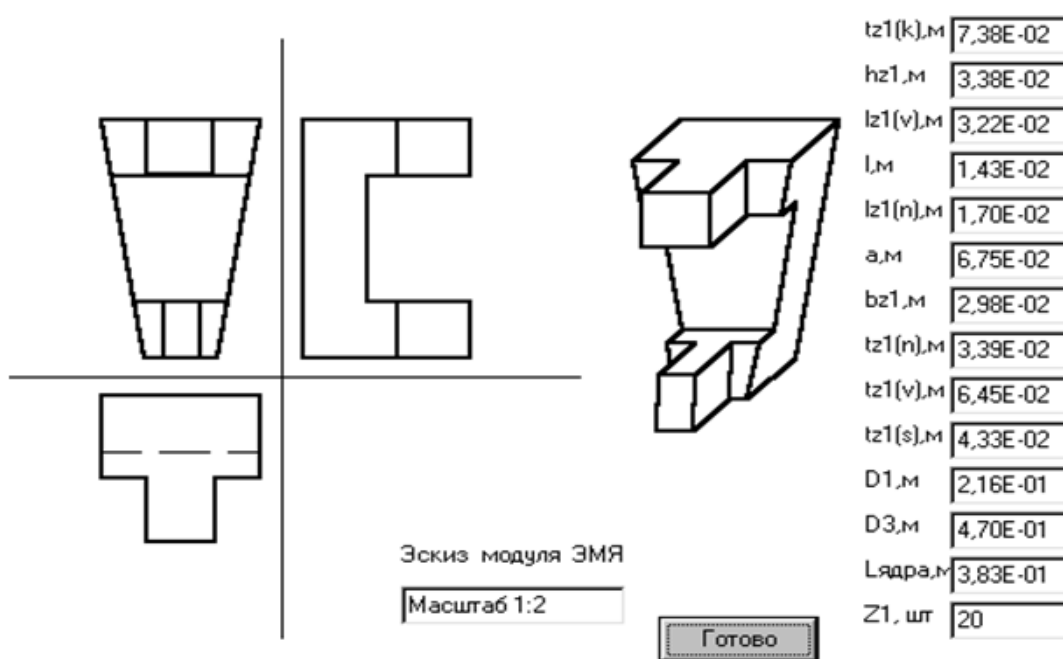


Рис. 2.17. Вид экрана монитора (Форма 6) при работе программы расчета ИГАРК

При выполнении подпрограммы "Эскизный чертеж машины" осуществляется программное рисование продольного разреза рассчитанного генератора в масштабе 1:10 (рис. 2.18). В случае расчета трехфазного генератора рисуется та модификация генератора, которая была выбрана при вводе расчетных данных. При выборе модификации 1, рисуется разрез трехфазной машины, состоящей из шести элементарных машин, то есть машина удлиняется в аксиальном направлении. Если выбрана модификация генератора 2, то изображается разрез машины, у которой обмотка возбуждения кольцевая, а обмотка якоря в каждой элементарной машине трехфазная

"чечевиной" формы, поэтому размеры машины увеличиваются, в основном, в радиальном направлении. Вызов этого чертежа на экран монитора осуществляется нажатием левой клавиши "мыши" на кнопке "Эскиз машины".

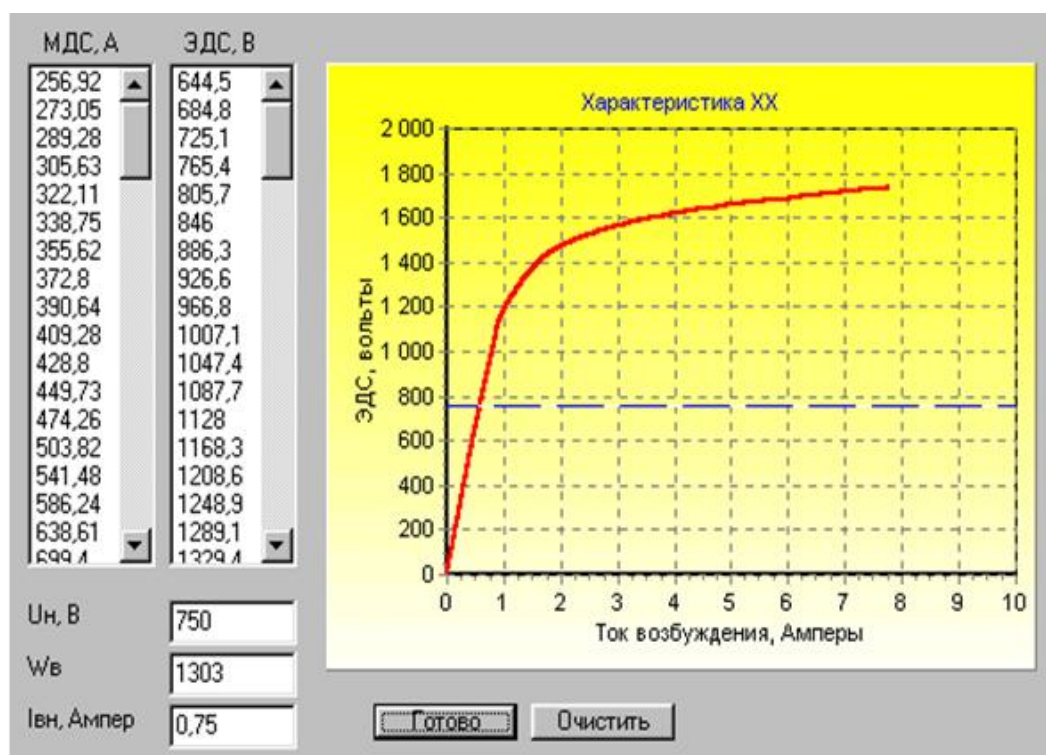


Рис. 2.18. Вид экрана монитора (форма 8 – характеристика холостого хода) при работе программы расчета ИГАРК

Подпрограмма "Кривая холостого хода" осуществляет изображение на экране графика (рис. 2.18) в координатах; по оси ординат - ЭДС генератора в вольтах, по оси абсцисс - тока возбуждения в амперах. Для того чтобы вывести на экран этот график необходимо нажать левой клавишей "мыши" на кнопке "График ХХХ", которая размещена на командной (первой) форме экрана.

РАЗДЕЛ 3

СИНТЕЗ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ С ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ

3.1. Обзор методов синтеза электрических машин

3.1.1. Формулировка задачи синтеза и способы её решения

Термин "синтез" в проектировании электрических машин означает процесс нахождения, по меньшей мере, одного варианта, удовлетворяющего всем предъявляемым к машине требованиям. Проектирование электрической машины сводится к многократному расчету зависимостей между основными показателями, заданными в виде системы формул, эмпирических коэффициентов, графических зависимостей, которые можно рассматривать [29 – 35, 69 – 87] как уравнения проектирования. Синтез электрических машин может осуществляться в различной форме, которая основывается на аналитической связи между величинами, определяемыми в ходе расчета, и на системе требований, которым должна удовлетворять проектируемая машина. Целым рядом величин проектировщику приходится, как правило, задаваться. Поэтому для каждой найденной комбинации искомых параметров проверяется обычно ее способность удовлетворять всем требованиям задания.

Предусмотренные проектным заданием конкретные требования, как и требования общего характера, включающие в себя соблюдение допустимых электромагнитных нагрузок, условия конструктивного характера, представляют собой ограничения, которые налагаются на искомые переменные. Ограничения, описанные в виде системы равенств или неравенств, определяют в пространстве переменных множество удовлетворительных решений, которое называют [69 – 87] допустимой областью. Проектирование электрических машин – это процесс получения оптимального решения. Таким решением называется набор значений независимых переменных, доставляющих экстремум некоторому функционалу, называемому целевой функцией или критерием оптимизации.

Независимыми переменными могут быть размеры и прочие конструктивные данные, целевой функцией – масса, КПД, стоимость и т.п. Ряд величин – температура, линейная нагрузка, индукция насыщения и т.д. могут выступать в качестве ограничений.

В сложившейся схеме проектирования электрических машин можно выделить два этапа: на первом рассчитываются геометрические размеры машины и находятся ее обмоточные данные, на втором выполняется поверочный расчет с целью определения соответствия характеристик машины заданным требованиям.

Первый этап представляет собой синтез по неполному набору исходных данных, а второй – анализ ее возможностей с учетом всех требований. Методы анализа детерминированы, но используемые в этих методах расчетные зависимости содержат много переменных и слишком сложны, чтобы путем обращения этих зависимостей можно было осуществить синтез машины.

Многочисленные аналитические зависимости, используемые на этапе синтеза, позволяют формировать набор геометрических размеров и обмоточных данных так, чтобы все элементы набора соответствовали требованиям теории электрических машин, не приводили к недопустимым электромагнитным перегрузкам и находились между собой в конструктивном соответствии. Однако вопрос, в какой мере принятые значения тех или иных параметров соответствуют всем условиям задания, остается невыясненным до завершения всего расчета.

3.1.2. Математическая модель проектирования

Задача проектирования электрической машины может интерпретироваться [48 – 65] как задача нелинейного программирования. Последняя формулируется следующим образом: требуется найти такую совокупность параметров $X_K(x_1, x_2, \dots, x_K)$, которая обеспечивает экстремальное значение целевой функции $f(x_1, x_2, \dots, x_K)$ при следующих ограничениях

$$g_1(X_K) \geq 0; \quad g_2(X_K) \geq 0; \quad \dots; \quad g_m(X_K) \geq 0; \quad (3.1)$$

$$g_{m+1}(X_K) = 0; g_{m+2}(X_K) = 0; \dots; g_{m+n}(X_K) = 0. \quad (3.2)$$

Первая группа ограничений (3.1), характеризует предельные допустимые значения ряда показателей. Ограничения второй группы (3.2), представленные в виде равенств, относятся к однозначно определенным показателям. Число ограничений первой группы m , второй n . В зависимости от наличия ограничений первой или второй группы различают: классические задачи оптимизации без ограничений ($m = n = 0$); – классические задачи оптимизации с ограничениями ($m = 0; n \neq 0$); неклассические задачи оптимизации ($m \neq 0; n \neq 0$).

Так как общее число параметров совокупности X_K равно k , то поиск экстремума производится в k -мерном пространстве. Совокупность точек k -мерного пространства, удовлетворяющая неравенствам (3.1), принадлежит некоторой области, ограниченной поверхностью S . Каждое из уравнений (3.2) описывает в k -мерном пространстве некоторую поверхность, а вся совокупность уравнений (3.2) описывает линию L пересечения n поверхностей. Следовательно, совместное рассмотрение ограничений (3.1) и (3.2) выделит только те точки линии L , которые располагаются внутри области, ограниченной поверхностью S .

Указанная совокупность выделенных точек является допустимым множеством, и любой набор параметров X_K в k -мерном пространстве, принадлежащий этому множеству, образует практически реализуемый вариант.

Так как на k параметров наложено n уравнений связи, то можно разделить всю совокупность параметров X_K на две группы: к первой относятся $(k - n)$ параметров, рассматриваемых в качестве независимых, ко второй – n зависимых параметров. При этом зависимые параметры могут быть однозначно выражены через независимые посредством n уравнений связи (3.2). Поэтому для упрощения задачи можно на первом этапе исключить из рассмотрения n зависимых параметров и n уравнений связи (3.2), а вместо k -мерного пространства рассматривать p -мерное ($p = k - n$). Однако тогда необходимо с помощью уравнений (3.2) выразить каждый из n зависимых параметров через независимые и подставить полученные соотношения в (3.1), а также в выражение для целевой функции.

Тогда вместо совокупности параметров $X_K(x_1, x_2, \dots, x_K)$ необходимо рассматривать совокупность параметров $X_P(x_1, x_2, \dots, x_P)$, а неравенство (3.1) будут преобразованы в ограничения

$$G_1(X_P) \geq 0; G_2(X_P) \geq 0; \dots; G_m(X_P) \geq 0, \quad (3.3)$$

а целевая функция $f(x_1, x_2, \dots, x_P, \dots, x_K)$ преобразуется в $F(x_1, x_2, \dots, x_P)$. В этом случае задача нелинейного программирования состоит в нахождении совокупности параметров $X_P(x_1, x_2, \dots, x_P)$, обеспечивающей экстремум функционала $F(x_1, x_2, \dots, x_P)$ при ограничениях (3.3), записанных в виде предельных неравенств. Такая формулировка задачи нелинейного программирования является основной, и именно на нее ориентированы различные методы решения.

Нахождение оптимальных значений независимых параметров $x_1, x_2, \dots, x_P$ составляет только первый этап задачи. На втором этапе следует рассчитать значения n зависимых параметров посредством указанных ранее соотношений, полученных из уравнений связи (3.2) и, следовательно, общее число определяемых параметров будет по-прежнему равно k .

Применительно к проектированию электрических машин дополнительным условием является требование положительности всех варьируемых параметров совокупности X_K . Кроме того, дискретность некоторых параметров (например, таких, как диаметр машины, число зубцов, число обмоточных витков, диаметр проводов, наконец, геометрические размеры, которые должны выбираться из ряда нормализованных значений), при строгом рассмотрении дает основание отнести задачу проектирования электрических машин к классу задач дискретного программирования. Но аппарат дискретного программирования является значительно более громоздким по сравнению с методами нелинейного программирования, оперирующего непрерывными величинами. Поэтому в практике проектирования используют полезный прием, предусматривающий фиксацию в рамках конкретной задачи тех параметров, которые отличаются большой дискретностью, и пренебрежением на первом этапе дискретностью других параметров, благодаря чему последние рассматриваются как непрерывные переменные.

3.1.3. Выбор метода решения задачи проектирования электрических машин

Анализируя методы решения задачи синтеза электрических машин, изложенных в [9 – 35, 69 – 87], можно сделать следующие выводы об отличительных особенностях основных способов проектирования.

А. Синтез машины, подобной изготовленному образцу, основан на положениях, изложенных в [31 – 35]. С их помощью проектировщик может производить целенаправленный пересчет, используя в качестве базовой модели ранее спроектированную машину. В этом случае разрабатываемая модель отличается от базовой показателями, находящимися под контролем проектировщика, и при достаточной квалификации последнего, искомый вариант будет легко найден. Единственное условие, которое при этом должно соблюдаться, – наличие хорошей базовой модели, достаточно близкой по своим характеристикам к проектируемой машине.

Б. Синтез, основанный на уравнении Арнольда [9, 16, 29, 33],

$$D_{il}^2 l_t = \frac{6,1 P_2}{k_B \alpha k_{\text{обл}} n B_\delta A \eta \cos \varphi}, \quad (3.4)$$

позволяющем определить объем "ядра" машины $D_{il}^2 l_t$ путем подстановки в правую часть главных электромагнитных нагрузок ($B_\delta A$) и энергетических показателей ($\eta, \cos \varphi$), выбранных в результате анализа аналогичных машин, построенных в прошлом. Хотя уравнение Арнольда и сужает границы зоны, в которой следует искать значения $D_{il}^2 l_t$, величины D_i и l_t в отдельности остаются неизвестными.

В поисках допустимого решения проектировщик должен проверять некоторое множество объемов "ядра" машины $D_{il}^2 l_t$. Не имея ориентира в виде опытных данных, расчетчик затрачивает обычно много труда и времени, чтобы получить хотя бы одно допустимое решение. Тем не менее, уравнение Арнольда играет большую роль особенно в практике проектирования крупных и средних машин.

В. Синтез в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам [76, 88]. Этот метод использует в качестве входных величин электромагнитные нагрузки: A , J , B_δ , B_{Z1} , B_{Z2} . Указанные величины в хорошо спроектированных машинах лежат в достаточно узких пределах; в какой-то мере значения этих величин позволяет судить о нормальном состоянии машины. Поэтому использование перечисленных электромагнитных нагрузок в качестве входных величин исключает нежизнеспособный вариант.

Г. Синтез по заданным характеристикам [89] предусматривает учет таких показателей, например, для двигателей, как перегрузочная способность, жесткость механической характеристики, пусковой момент на ранней стадии проектирования. По этой причине сначала определяют допустимые сочетания сопротивлений обмоток машины, а затем находится вариант реализации этих сопротивлений из условия обеспечения приемлемых значений электромагнитных нагрузок в токопроводящих и магнитопроводящих элементах.

Д. Синтез, основанный на сочетании оптимизационной процедуры с поверочным расчетом [90, 91], предусматривает использование в качестве параметров оптимизации конструктивных размеров проектируемой машины. Произвольный набор геометрических размеров в сочетании с оптимизационной процедурой такой поверочный расчет дает возможность в процессе решения задачи переходить от худшего варианта к лучшему и, в конечном счете, достичь оптимума.

Е. Синтез, основанный на сочетании оптимизационной процедуры с синтезом в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам, включает в себя два существенных элемента:

- алгоритм, упомянутый в пункте В, и разработанную в соответствии с этим алгоритмом программу расчета на ЭВМ (входные величины – электромагнитные нагрузки, выходные – геометрические размеры, значения лимитеров и уровень функции цели);
- реализованную на ЭВМ оптимизационную процедуру, позволяющую обрабатывать информацию, полученную в результате нескольких пробных расче-

тов, с помощью указанного выше алгоритма. Целью этой обработки является нахождение более узкой зоны варьирования электромагнитных нагрузок на очередном этапе расчета.

В отличие от оптимизационных процедур, работающих в сочетании с элементарным поверочным расчетом (см. пункт Д), в данном случае продвижение к оптимуму состоит не в перемещении от одной точки к другой, а в переходе от одной зоны к другой зоне, отличающейся от предыдущей более узким диапазоном варьирования переменных. Благодаря использованию в пробных расчетах рациональных электромагнитных нагрузок процедура оптимизации оказывается свободной от безнадёжно плохих вариантов.

Ж. Синтез, предусматривающий оптимизацию при решении частных задач, должен опираться на такой математический аппарат, в рамки которого решаемая задача вписывается наилучшим образом. Так, например, задача оптимизации пазовой геометрии может быть решена с помощью метода выпуклого программирования [88].

Перечисленные методы проектирования очень разнообразны, выбор того или иного из них для решения конкретной задачи определяется спецификой последней. Не существует универсального метода, который мог бы быть признан самым лучшим и единственно правильным.

3.1.4. Математические методы оптимизации

Как было показано в п. 3.1.3., математическая модель основной задачи нелинейного программирования, охватывающая проектирование электрических машин, может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} F(X_1, X_2, \dots, X_p) &= \min; \\ G_1(X_1, X_2, \dots, X_p) &\geq 0; \\ G_2(X_1, X_2, \dots, X_p) &> 0; \\ \vdots \\ G_m(X_1, X_2, \dots, X_p) &\geq 0; \\ X_i &\geq 0; \quad i = 1, 2, \dots, p. \end{aligned}$$

Универсального метода решения такой задачи в настоящее время нет. Но существует ряд хорошо разработанных методов решения оптимальных задач определенной структуры, причем в зависимости от конкретной ситуации предпочтение отдается тому или иному способу оптимизации. Ниже приводится обзор некоторых эффективных методов нахождения экстремума.

1. Метод классического анализа при определении безусловного экстремума дифференцируемой функции. Экспериментальное значение функции $F(X)$ достигается в точке (X^*) , где первая производная F' равна нулю, а вторая F'' отлична от нуля. При этом, если $F'' > 0$, то функция имеет минимум, если $F'' < 0$, то – максимум.

2. Метод полного перебора предусматривает рассмотрение всех заранее намеченных комбинаций значений варьируемых переменных. При этом число возможных значений каждой переменной равно

$$1 + \frac{X_i^{\max} - X_i^{\min}}{\Delta X_i},$$

где ΔX_i – шаг по переменной X_i .

Общее число рассматриваемых вариантов определяется произведением

$$\left(1 + \frac{X_1^{\max} - X_1^{\min}}{\Delta X_1}\right) \left(1 + \frac{X_2^{\max} - X_2^{\min}}{\Delta X_2}\right) \dots \left(1 + \frac{X_p^{\max} - X_p^{\min}}{\Delta X_p}\right).$$

Метод полного перебора прост, гарантирует нахождение глобального оптимума с точностью до шага, но имеет существенный недостаток, обусловленный лавинообразным возрастанием числа вариантов при росте числа переменных.

3. Метод Монте-Карло предусматривает формирование наборов исходных данных посредством генерации случайных чисел из заранее заданной области варьирования. Для повышения эффективности применяется поэтапное сужение области поиска. Причем выявленный на одном этапе наилучший вариант варьируемых величин принимается в качестве центра новой области поиска на следующем этапе.

4. Линейное программирование – простое и хорошо разработанное средство решения задач оптимизации – применяется в случаях, когда целевая функция и все ограничения являются линейными. Решение простейших задач допускает удобную геометрическую интерпретацию.

5. Выпуклое программирование. Если заранее известно, что минимизирующая функция является вогнутой, а область изменения переменных представляет собой ограниченное выпуклое множество, то имеет место частный случай задачи нелинейного программирования – так называемая задача выпуклого программирования.

6. Динамическое программирование. Этот метод представляет многошаговый процесс выбора решения. На каждом из множества допустимых решений выбирается такое, которое является оптимальным с точки зрения конечной цели. Метод динамического программирования применим только к задачам, которые сводятся к переводу системы из одного состояния в другое, причем этот перевод может быть осуществлен как многошаговый. Многошаговое представление позволяет заменить решение сложной задачи многократным решением относительно простой задачи [72, 73].

7. Дискретное программирование. В задачах целочисленного дискретного программирования требуется определить экстремум функции таких переменных, которые должны удовлетворять требованию дискретности и одновременно неотрицательности. Тривиальным решением является округление результатов, полученных другими способами оптимизации без учета требования целочисленности. Но если результаты выражаются в малых числах, округление недопустимо. Наибольший интерес представляет класс целочисленных задач, в которых переменные принимают значения единица или ноль. Модели задач целочисленного дискретного программирования применительно к проектированию электрических машин даны в [92].

8. Метод факторного анализа. Этот метод [33, 77] предусматривает аппроксимацию целевой функции и выражений для лимитеров полиномиальными зависимостями вида

$$f(X_1, \dots, X_k) = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i X_i + \sum_{j < i}^k b_{ji} X_i X_j + \sum_{i=1}^k b_{ii} X_i^2 + \dots$$

Такие зависимости называют функциями отклика или поверхностями отклика, а переменные $X_1, \dots, X_k$ – факторами, анализ которых производится в k -мерном факторном пространстве. Исходная информация для построения функций отклика образуется в результате различных сочетаний варьируемых величин (факторов), каждая из которых занимает один из трех уровней: нижний, верхний или средний (базовый). Коэффициенты, входящие в функцию отклика, носят название коэффициентов регрессии. Для упрощения анализа часть членов исключается из уравнения регрессии, однако, при этом остающиеся члены должны обеспечивать необходимую точность аппроксимации. Полученные таким образом полиномы используются в алгоритмах оптимизации [33, 77, 83].

9. Градиентные методы. Все градиентные методы сводятся к процессу последовательных приближений к оптимуму. Их применение целесообразно, когда минимизируемая (или максимизируемая) функция задана не аналитически, а таблично или графически, а также когда уравнения, получаемые приравниванием к нулю частных производных, неразрешимы в радикалах (например, уравнения высоких степеней или трансцендентные). Процесс нахождения оптимума неизбежно шаговый. Градиентные методы отличаются от обычных методов шагового поиска на сетке значений переменных (в которых очередной шаг совершался после нескольких пробных шагов в том направлении, где возрастание или убывание функции наибольшее, но сам шаг постоянен) тем, что в процессе градиентного поиска величина шага зависит от скорости изменения функции, что в ряде случаев существенно ускоряет процесс поиска [31, 83].

10. Метод штрафных функций позволяет преобразовать задачу нелинейного программирования, содержащую ограничения, в эквивалентную задачу без ограни-

чений. Для того чтобы скомпенсировать такое преобразование, целевая функция дополняется "штрафами", увеличивающимися по мере ухода из допустимой области. Есть разновидность метода, в котором штрафы начинают действовать еще до выхода за пределы допустимой области, по мере приближения к границам последней (метод Эрроу - Гурвица).

11. Комплексный поиск. Существенной особенностью этого метода [93] является принцип формирования по определенному правилу первоначального набора точек n – мерного пространства с последующим поэтапным выявлением наихудшей точки набора и заменой ее на лучшую. Процедура нахождения наихудшей точки и замены ее повторяется многократно, благодаря чему в конечном итоге точки набора группируются в зоне оптимума и область, ограниченная этими точками, сужается настолько, что все варианты, попадающие в эту область, становятся практически равноценными.

3.2. Метод синтеза индукторного генератора аксиально-радиальной конфигурации

3.2.1. Общая характеристика предложенного метода синтеза генератора

Из множества методов синтеза электрических машин, освещенных в подразделе 3.1, в монографии предложен комплексный метод, основанный на сочетании оптимизационной процедуры по результатам полнофакторного численного эксперимента с синтезом в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам генератора. Входными величинами являются электромагнитные нагрузки, а выходными – геометрические размеры машины и уровень параметра оптимизации.

Получения набора выходных параметров с помощью нескольких пробных расчетов на ЭВМ (численных экспериментов) осуществляется методом факторного анализа. Нахождение более узкой области осуществляется градиентным методом. Метод реализован в виде оптимизационной программы на ЭВМ, где входными данными являются результаты ряда численных экспериментов, полученные с помощью программы расчета ИГАРК.

В целом, выбранный метод синтеза ИГАРК относится к параметрическим методам, когда комплексная оптимизационная процедура применяется в пределах одного выбранного конструктивного варианта машины, а варьируются только электромагнитные нагрузки.

Идея метода комплексного параметрического синтеза применительно к ИГАРК, состоящего из четырех этапов, на каждом из которых суживается область варьирования значащих факторов, заключается в следующем.

На первом этапе предусматривается использование разработанной автором автоматизированной программы расчета ИГАРК на ЭВМ, реализующей синтез по неполному набору данных в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам генератора. На этом этапе уже исключается нежизнеспособный вариант.

На втором этапе производятся численные эксперименты с помощью автоматизированной программы расчета ИГАРК на ЭВМ с определением параметра оптимизации согласно матрице полнофакторного эксперимента, составленной на основе теории планирования экспериментов. В результате этого, найденная область варьирования электромагнитных нагрузок уже близка к оптимальной.

По заполнению матрицы производится третий этап – статистическая обработка результатов численных экспериментов с помощью программы на ЭВМ с определением значащих факторов, регрессионного анализа и получением модели оптимизации.

В случае получения адекватной модели производится четвертый этап, также реализованный на ЭВМ, - оптимизационная процедура на основе градиентного метода Бокса – Уилсона с нахождением еще более узкой зоны варьирования значащих факторов, при которых параметр оптимизации является максимальным.

3.2.2. Выбор параметра оптимизации

При планировании экстремального эксперимента очень важно определить параметр, который нужно оптимизировать. Это зависит от цели исследования, которая должна иметь четкую формулировку и допускать количественную оценку. Характеристику цели, заданную количественно, называют параметром оптимизации. Пара-

метр оптимизации является реакцией (откликом) на воздействие факторов, которые определяют поведение выбранной системы. В зависимости от объекта и цели исследования параметры оптимизации могут быть разнообразными.

Чтобы ориентироваться в этом разнообразии, можно рассмотреть некоторую классификацию [83], показанную на рис. 3.1.

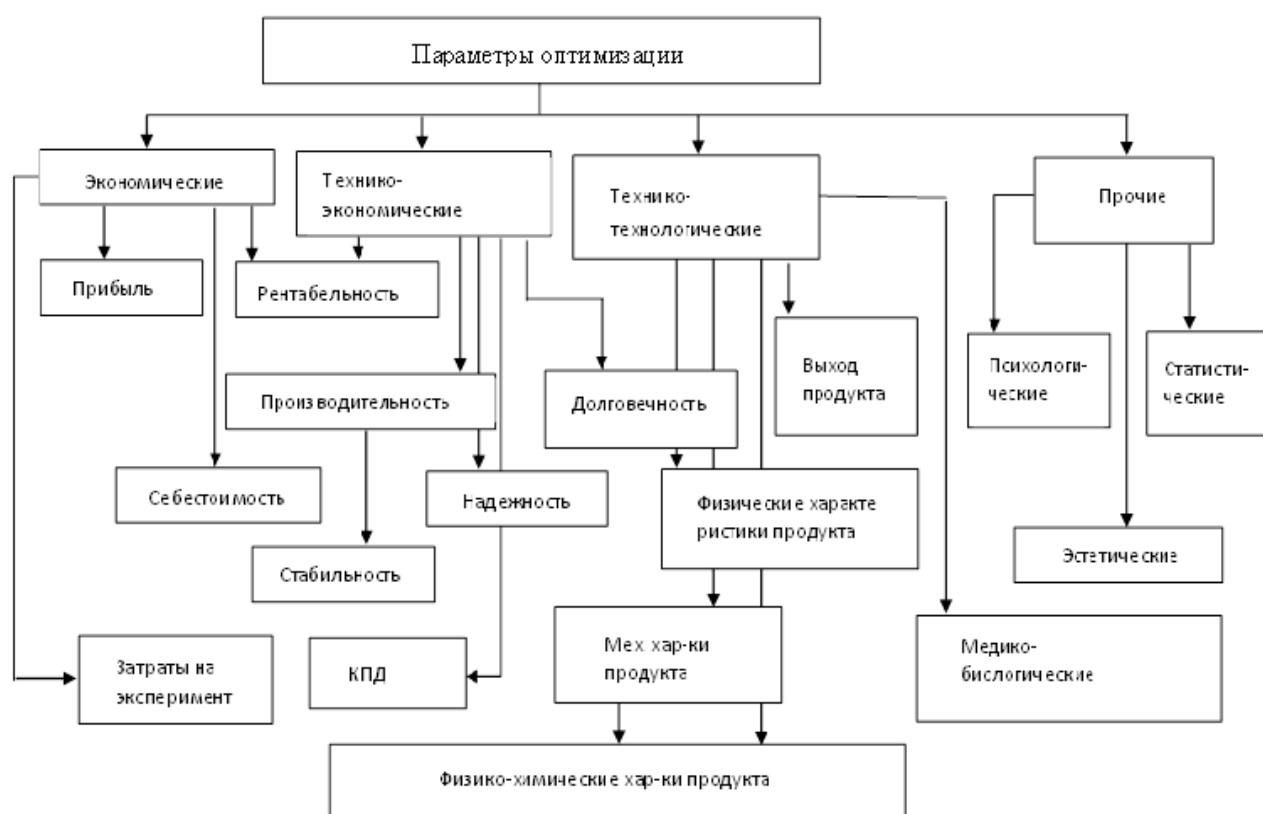


Рис. 3.1 Классификация параметров оптимизации

Эта условная схема может помочь экспериментатору ориентироваться в реальных сложных ситуациях. В принципе каждый объект может характеризоваться сразу всей совокупностью параметров, приведенных на рис. 3.1, или любым подмножеством из этой совокупности. Движение к оптимуму, возможно, если выбран единственный параметр оптимизации. Тогда остальные характеристики процесса уже не выступают в качестве параметров оптимизации, а служат ограничениями.

Другой путь – построение обобщенного параметра оптимизации [83, 94] как некоторой функции от множества исходных. Анализ схемы (см. рис. 3.1) показывает, что не все параметры применимы к конкретному объекту. Например, экономиче-

ские параметры оптимизации, такие, как прибыль, себестоимость и рентабельность, обычно используют при исследовании действующих промышленных объектов.

Характеристики количества и качества продукта образуют группу технико-технологических параметров. Под рубрикой "прочие" сгруппированы различные параметры, которые реже встречаются, но не являются менее важными. Сюда можно отнести статистические параметры, используемые для улучшения характеристик случайных величин или случайных функций. С ростом сложности объекта возрастает роль психологических аспектов взаимодействия человека с объектом.

К параметру оптимизации предъявляются определенные требования. Он должен быть количественным, иметь возможность измерения при выбранной комбинации уровней факторов. Множество значений, которое может принимать параметр оптимизации, называется областью определения. Следующее требование: параметр оптимизации должен выражаться одним числом. Еще одно требование, связанное с количественной природой параметра оптимизации, – однозначность в статистическом смысле. То есть заданному набору значений факторов должно соответствовать одно, с точностью до ошибки эксперимента, значение параметра оптимизации. Но главное требование, определяющее корректность задачи, – это чтобы параметр оптимизации действительно оценивал эффективность функционирования системы в заранее выбранном смысле.

Выбор параметра оптимизации – целевой функции, применительно к объекту исследования, рассматриваемому в монографии, осуществлялся из нижеследующих соображений. ИГАРК, являясь специальными машинами повышенной частоты, широко используются в автономных транспортных системах, где одним из основных требований является минимум массы машины. Цель разработки ИМАРК – создание электрических машин повышенной частоты, свободных от главного недостатка индукторных машин обычной конструкции, вытекающего из их принципа действия. Это повышенные массогабаритные показатели по сравнению с синхронными машинами соответствующей мощности.

Поэтому при синтезе ИГАРК за параметр оптимизации принималась величина, связанная с минимальной массой и минимальной стоимостью электромагнитного яд-

ра машины. Часто таким параметром является удельная масса электромагнитного ядра $g_{\text{яр}}$, кг/кВт, в таком случае оптимум связывают с минимизацией этого параметра.

Нагляднее за параметр оптимизации выбрать величину, обратную удельной массе $g_{\text{яр}}$, – удельную мощность по массе электромагнитного ядра $p_{\text{ям}}$, кВт/кг. В этом случае оптимум целевой функции связан с ее максимумом и отвечает главной цели работы – разработке метода расчета и синтеза электрических машин нового типа, отличающихся повышенной удельной мощностью электромагнитного ядра по сравнению с ИМ традиционного исполнения.

Численные эксперименты на ЭВМ показали, что максимум удельной мощности практически совпадает с минимумом удельной стоимости электромагнитного ядра и максимумом КПД машины, что свидетельствует об его информативности. Кроме того, выбранный параметр оптимизации отвечает всем общим требованиям, предъявляемым к параметрам оптимизации, – он определяется количественно и вычисляется в процессе выполнения программы расчета ИГАРК.

3.2.3. Определение факторов, влияющих на параметр оптимизации

Как известно фактором называется переменная величина, принимающая в некоторый момент времени определенное значение и влияющая на параметр оптимизации. К факторам предъявляются определенные требования [83]. При планировании эксперимента факторы должны быть *управляемыми*. Это значит, что экспериментатор, выбрав нужное значение фактора, может его поддерживать, т.е. может управлять фактором, в этом состоит особенность активного эксперимента. *Точность* замера факторов должна быть возможно более высокой. Степень точности определяется диапазоном изменения факторов. Факторы должны быть *однозначными*, т.к. трудно управлять фактором, который является функцией других факторов. При планировании эксперимента обычно одновременно изменяется несколько факторов. Поэтому очень важно требование *совместимости*. Совместимость факторов означает, что все их комбинации осуществимы и безопасны. При планировании эксперимента важна *независимость* факторов, т.е. возможность установления фактора на любом уровне вне зависимости от других факторов. Если это условие невыполнимо,

то невозможно планировать эксперимент. Требование некоррелированности не означает, что между значениями не должно быть никакой связи, достаточно, чтобы связь не была линейной.

Применительно к решаемой в монографии задаче – расчету ИГАРК - были проверены следующие факторы, которые могли бы воздействовать на целевую функцию – удельную мощность электромагнитного ядра машины:

- номинальная мощность генератора S_H ;
- номинальное напряжение U_H ;
- номинальная частота f ;
- номинальная частота вращения n_H ;
- индукция в воздушном зазоре B_δ ;
- предельная индукция в нижнем зубце статора B_{Z1}^H ;
- напряжение обмотки возбуждения U_B .

Остальным параметрам проектирования присваивались фиксированные значения, определяемые из опыта проектирования электрических машин и выбранных электротехнических материалов.

Первоначальный отбор значимых факторов, влияющих на параметр оптимизации, осуществляется на основе априорных сведений о факторах и на основе анализа однофакторных численных экспериментов. В дальнейшем более точный отбор значимых факторов, в пределах выбранных областей их варьирования осуществляется методами математической статистики.

Для проведения и оценки однофакторных экспериментов необходимо оценить границы областей определения факторов. При этом должны учитываться ограничения нескольких типов. Первый тип – принципиальные ограничения для значений факторов, которые не могут быть нарушены ни при каких обстоятельствах. Например, в нашем случае, факторы не должны принимать отрицательные значения. Второй тип ограничений определяется конкретными условиями проведения процесса.

Так как ИГАРК относится к машинам повышенной частоты, которые широко применяются в промышленности и на транспорте, то накоплена большая априорная

информация о границах тех или иных параметров. Например, индукторные однофазные генераторы изготавливались мощностью от 12 до 1500 кВт, частотой от 500 до 8000 Гц, частотой вращения 1500 – 3000 об/мин, с напряжением до 1500 В.

Фактор, считается значимым, если при его изменении в пределах области определения фактора, изменение параметра оптимизации выходит за границы точности определения параметра оптимизации. Точность определения параметра оптимизации зависит от адекватности методики расчета ИГАРК физической модели, которая составляет 88 – 92 %. Поэтому учитываются только те факторы, изменение которых приводит к изменению параметра оптимизации более чем на 12 %.

Приведём пример однофакторных численных экспериментов для ИГАРК, расчетные параметры которого приведены ниже:

- номинальная мощность генератора $S_n = 111$ кВА;
- номинальное напряжение $U_n = 750$ В;
- номинальная частота $f = 2700$ Гц;
- номинальная частота вращения $n_n = 24$ об/с;
- индукция в воздушном зазоре $B_\delta = 0,6$ Тл;
- предельная индукция в нижнем зубце статора $B_{Z1}^H = B_{nac} = 1,2$ Тл;
- напряжение обмотки возбуждения $U_e = 60$ В;
- коэффициент мощности $\cos\varphi = 0,9$ (опережающий);
- число фаз $m = 1$.

На рис. 3.2 показано изменение удельной мощности электромагнитного ядра при возрастании полной мощности машины. Характерный пилообразный вид графика объясняется тем, что с увеличением мощности увеличивается диаметр диска ротора и, следовательно, увеличивается воздушный зазор, значения которого нормированы. Поэтому при плавном изменении мощности значения воздушного зазора изменяются дискретно, что ведет к ступенчатому изменению удельной мощности. Так как мощность генератора определяется мощностью потребителя, то в работе мощность генератора принимает фиксированное значение.

Исходя из вышеуказанного, были отобраны в качестве значимых следующие факторы: n_n , f , B_δ , $B_{нас}$. На рис. 3.3 показано изменение удельной мощности при изменении частоты вращения приводного двигателя генератора от 10 до 400 об/с.

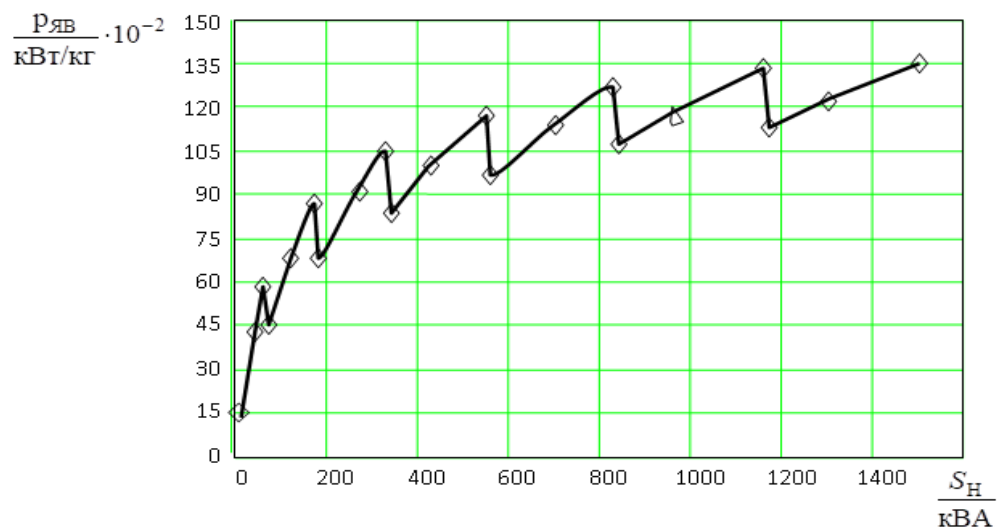


Рис. 3.2. Зависимость удельной мощности электромагнитного ядра от полной мощности машины

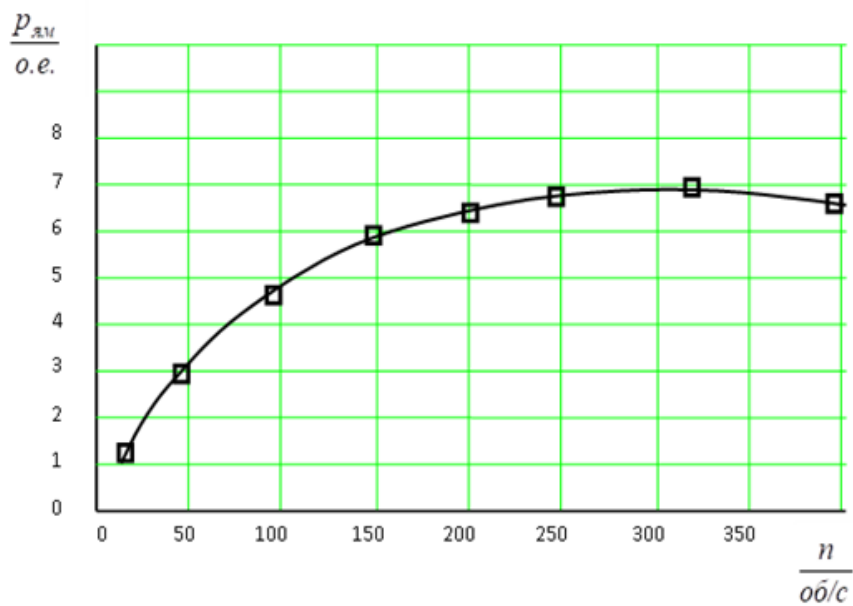


Рис. 3.3 Зависимость энергоплотности от частоты вращения

На рис. 3.4 показано изменение удельной мощности электромагнитного ядра ИГАРК при изменении частоты генерируемого напряжения от 400 до 10000 Гц.

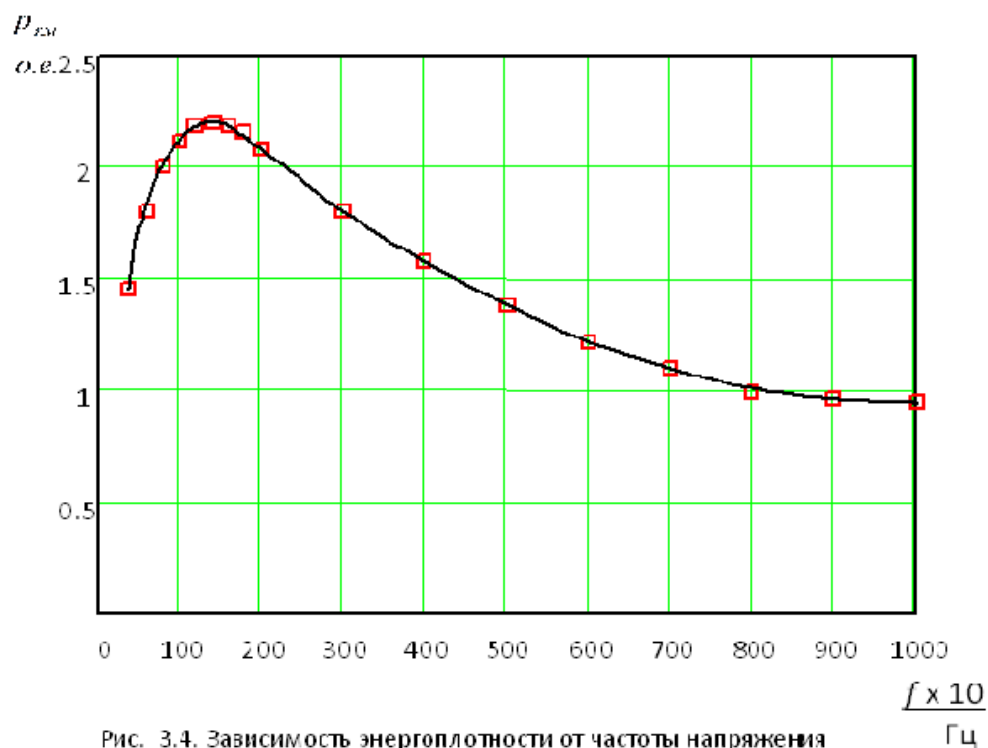


Рис. 3.4. Зависимость энергоплотности от частоты напряжения

На рис. 3.5 показано изменение $p_{эм}$ при изменении индукции в воздушном зазоре от 0,3 до 1,0 Тесла.

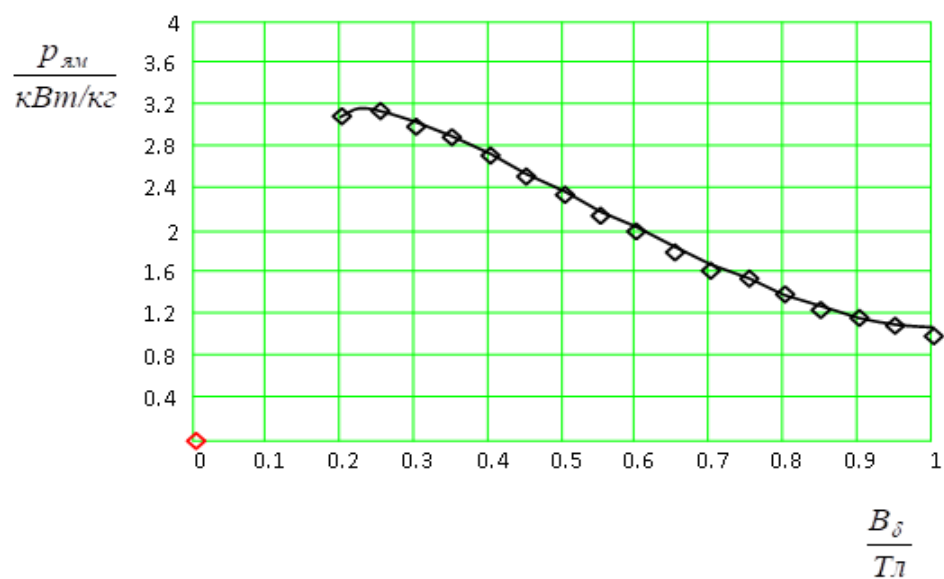


Рис.3.5 Зависимость энергоплотности от величины индукции в воздушном зазоре

И на рис. 3.6 показано изменение параметра оптимизации при изменении допустимого предельного значения индукции в самой напряженной, в магнитном отношении, части магнитопровода электромагнитной ячейки – нижнем зубце статора $B_{нас}$ от 0,6 до 1,2 Тесла.

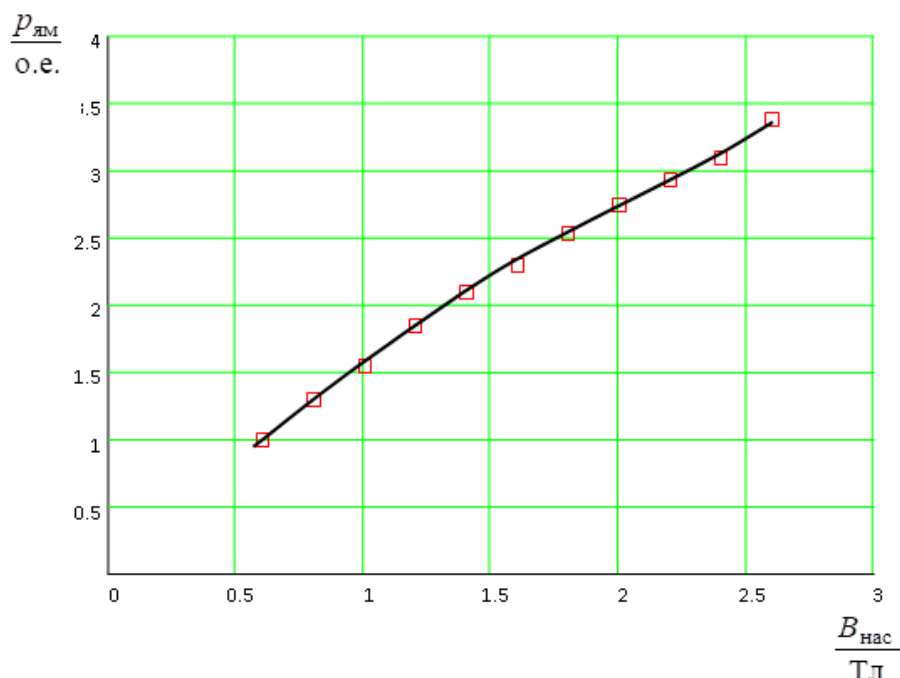


Рис. 3.6. Зависимость энергоплотности от предельной индукции в нижнем зубце статора

За базовое значение параметра оптимизации при расчете относительных единиц принимается минимальное значение параметра при изменении того или иного фактора от нижней границы его области определения до верхней границы.

3.2.3.1. Выбор основного уровня факторов

Каждая комбинация уровней отобранных факторов является многомерной точкой в факторном пространстве. Ее можно рассматривать как исходную точку для построения плана эксперимента и назвать основным (нулевым) уровнем.

Построение плана эксперимента сводится к выбору экспериментальных точек, симметричных относительно нулевого уровня. Для выбора основного уровня факторов можно воспользоваться блок-схемой на рис. 3.7, приведенной в [83].

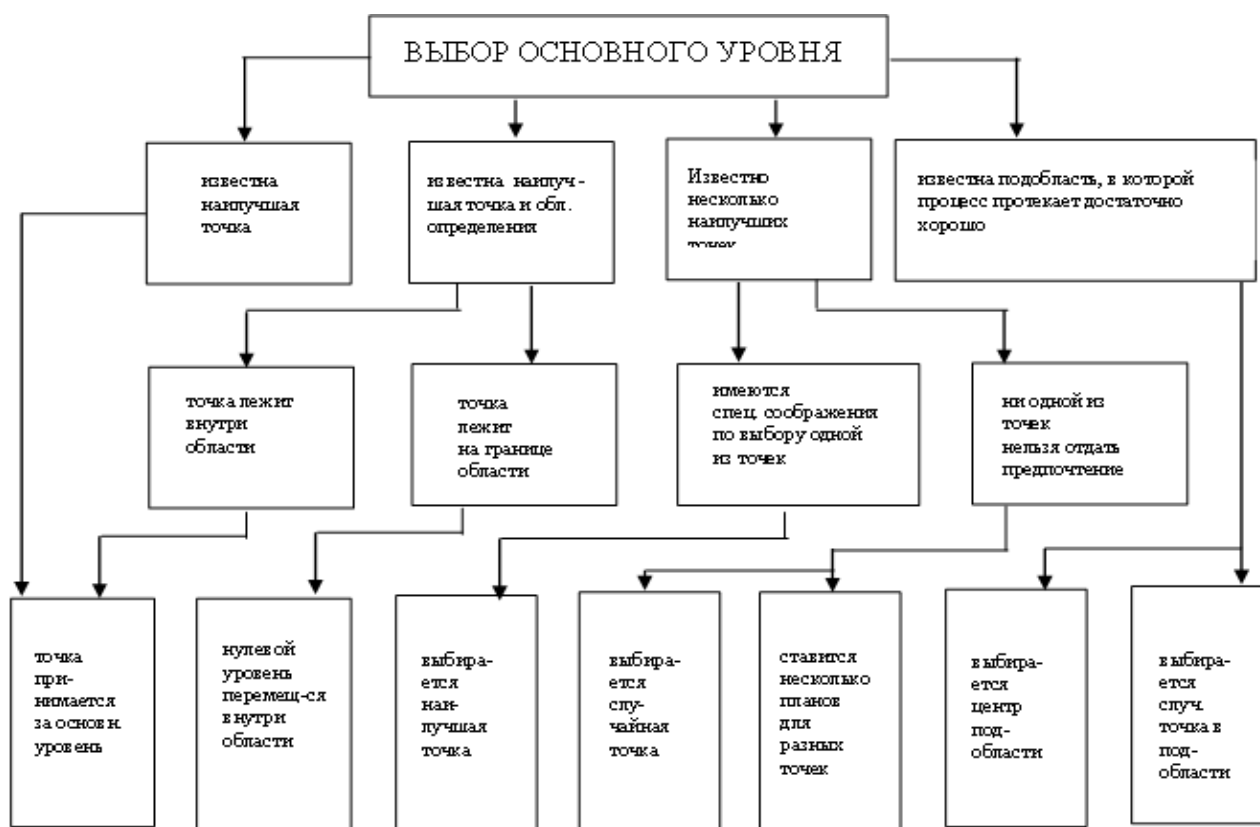


Рис. 3.7. Блок-схема выбора основного уровня факторов

Для ориентировочной оценки наилучшей области основного уровня факторов можно воспользоваться результатами однофакторных экспериментов, которые представлены на рис. 3.8 – 3.10, в виде семейства кривых при различных фиксированных значениях другого фактора.

Из графиков на рис. 3.8 видно, что с увеличением оборотов приводного двигателя генератора параметр оптимизации увеличивается в абсолютных единицах только до частоты, равной 5000 Гц, а затем с увеличением частоты уменьшается. Поэтому можно за основной уровень принять частоту равной 5000 Гц.

По кривым на рис. 3.9 при частоте 5000 Гц можно установить основной уровень индукции в воздушном зазоре, равный 0,4 тесла и можно принять за основной уровень предельного значения индукции в нижнем зубце статора, равный 1,9 Тесла.

По кривым на рис. 3.10, показывающим зависимость параметра оптимизации от частоты вращения генератора при частоте 5000 Гц, можно установить приблизительно основной уровень частоты вращения, равный 350 об/с.

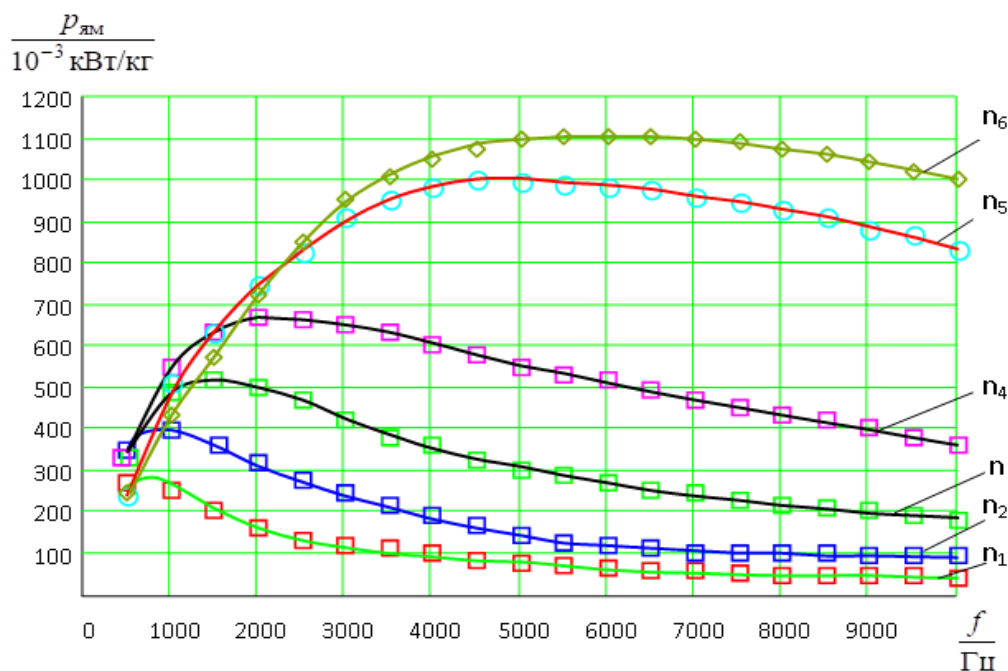


Рис. 3.8. Зависимости энергоплотности от частоты тока при различных значениях частоты вращения генератора
 n_1 - 10 об/с; n_2 - 25 об/с; n_3 - 50 об/с; n_4 - 100 об/с;
 n_5 - 300 об/с; n_6 - 400 об/с

По кривым на рис. 3.10, показывающим зависимость параметра оптимизации от частоты вращения генератора при частоте 5000 Гц, можно установить приблизительно основной уровень частоты вращения, равный 350 об/с.

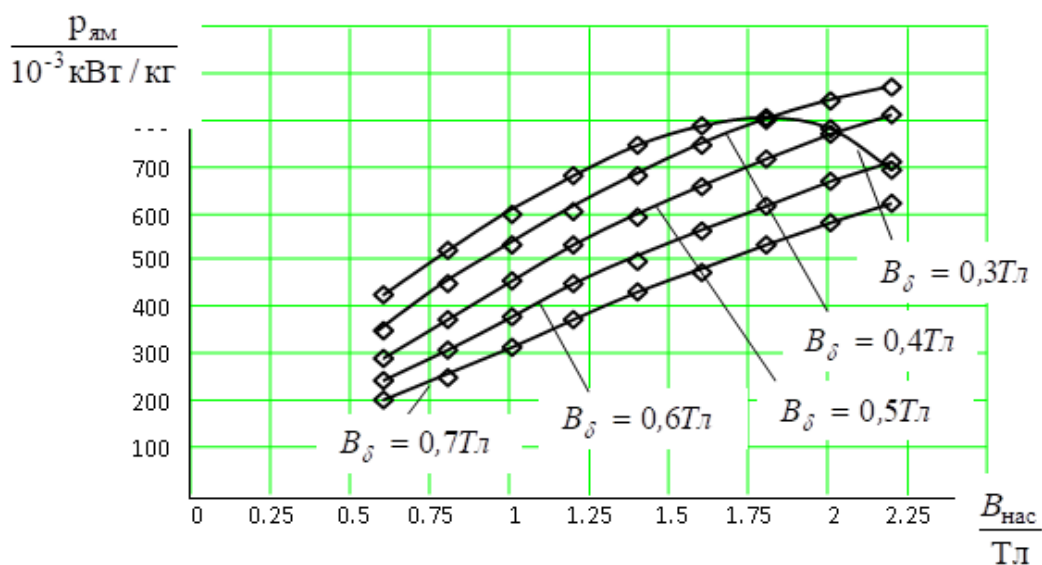


Рис. 3.9. Зависимости энергоплотности от предельного значения индукции в зубце статора при различных значениях индукции в воздушном зазоре

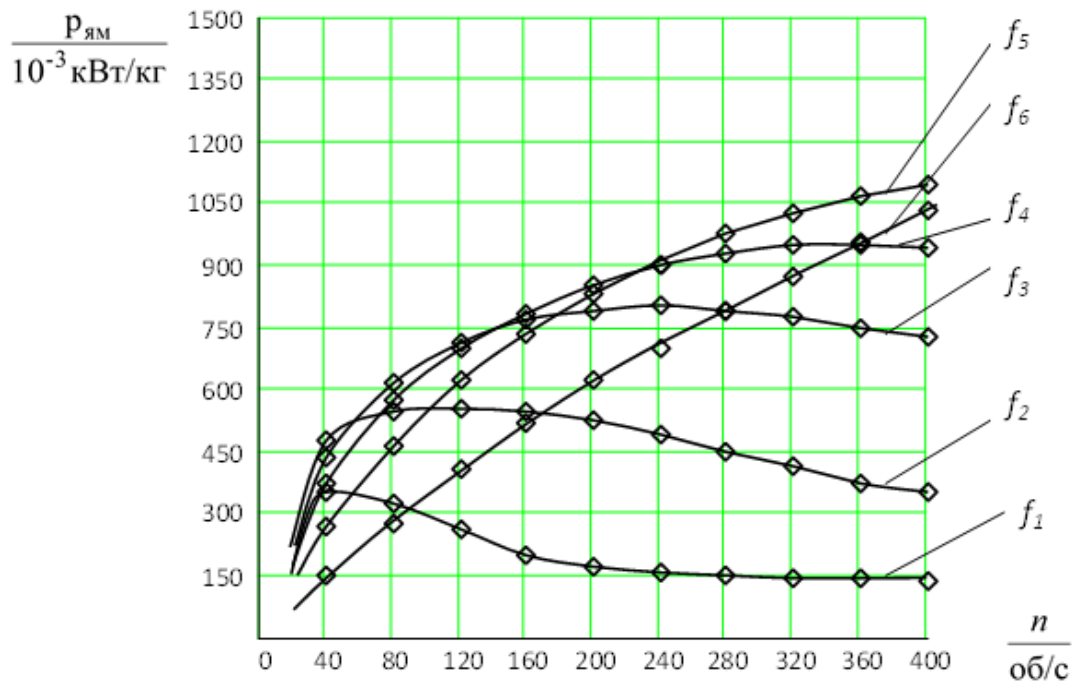


Рис. 310 Зависимости энергоплотности от частоты вращения при различных значениях частоты напряжения генератора
 f_1 – частота 400 Гц, f_2 – частота 1000 Гц, f_3 – частота 2000 Гц, f_4 – частота 3000 Гц,
 f_5 – частота 5000 Гц, f_6 – частота 10000 Гц

3.2.3.2. Выбор интервалов варьирования факторов

Для каждого фактора необходимо установить два симметричных уровня относительно нулевого уровня фактора. Примем большее значение фактора за верхний уровень, а меньшее за нижний уровень.

Интервалом варьирования факторов называют некоторое число (свое для каждого фактора), прибавление которого к основному уровню дает верхний, а вычитание – нижний уровни фактора. Для упрощения записи условий эксперимента и обработки экспериментальных данных используют кодированное значение факторов.

Для факторов с непрерывной областью определения это делается с помощью преобразования

$$X_i = \frac{\tilde{X}_i - \tilde{X}_{io}}{I_i}, \quad (3.5)$$

где X_i – кодированное значение фактора;

$\tilde{X}_i$ – натуральное значение фактора;

$\tilde{X}_{io}$ – натуральное значение основного уровня фактора;

I_i – интервал варьирования фактора;

i – номер фактора.

Тогда, согласно формуле (3.5), верхний уровень фактора в кодированном обозначении будет соответствовать +1, нижний –1, а основной – нулю.

Согласно рекомендациям [83] при выборе интервалов варьирования факторов следует учитывать точность фиксирования значений факторов, информацию о кривизне поверхности отклика и диапазоне изменения параметра оптимизации.

При численном эксперименте погрешности в фиксировании факторов исключены, т.е. можно считать, что точность фиксирования факторов – высокая. Анализ кривых однофакторных экспериментов (см. рис. 3.8 – 3.10) дает возможность полагать, что поверхность отклика нелинейная, а диапазон изменения параметра оптимизации достаточно широкий.

Для выбора интервалов варьирования факторов обращаются к блок-схеме на рис. 3.11 при высокой точности фиксирования факторов [83].

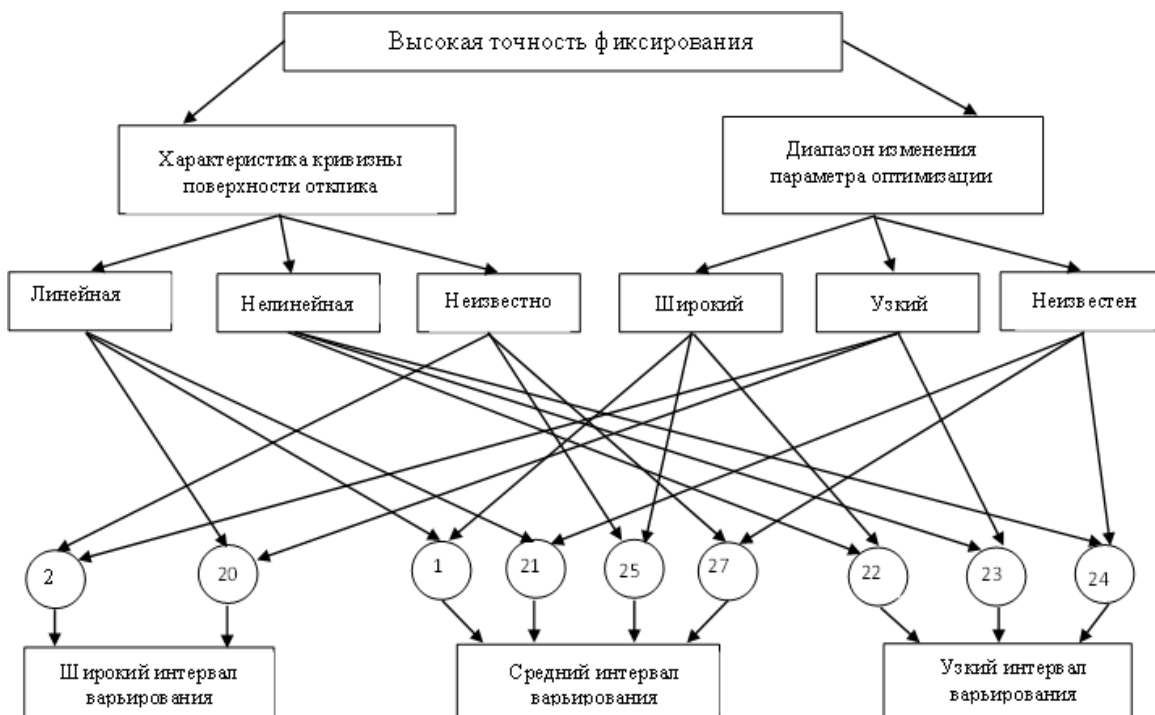


Рис. 3.11. Принятие решения при высокой точности фиксирования факторов

Ситуации обозначены (см. рис. 3.11) номерами в кружочках, признаки ситуации определяются стрелками, направленными к данному кружочку. Выбранные признаки соответствуют ситуации 25, 22 и принимаемое решение – средний интервал варьирования. Если интервал составляет не более 10% от области определения, то его можно отнести к узким, если не более 30% - к средним.

Обозначим фактор $B_{нас}$ через X_1 , фактор f через X_2 , фактор n через X_3 , фактор B_δ через X_4 . Тогда выбранные уровни факторов представлены в табл. 3.1.

Т а б л и ц а 3.1

Уровни факторов

Факторы	Уровни			Инт. вар. I	Размерн.
	-1	0	+1		
X_1	1,6	1,9	2,2	0,3	Тл
X_2	3000	5000	7000	2000	Гц
X_3	310	350	390	40	об/с
X_4	0,3	0,4	0,5	0,1	Тл

3.2.4. Полный факторный эксперимент типа 2^k

В том случае, когда число факторов известно, можно сразу найти число опытов, необходимых для реализации всех возможных сочетаний уровней факторов по формуле

$$N = 2^k,$$

где N – число численных экспериментов;

k – число факторов (в нашем случае 4);

2 – число уровней.

В общем случае эксперимент, в котором реализуются все возможные сочетания уровней факторов, называется *полным факторным экспериментом*. Условия эксперимента записываются в виде таблицы, где строки соответствуют различным опы-

там, а столбцы – значениям факторов; такие таблицы называются матрицами планирования эксперимента. Каждый столбец в матрице планирования называют вектор-столбцом, а каждую строку – вектор-строкой.

Очень важный вопрос – выбор числа параллельных опытов для оценки дисперсии воспроизводимости. Выберем минимальное число параллельных опытов, равное двум.

Матрица планирования полного факторного эксперимента для четырех факторов применительно к рассматриваемому примеру приведена в табл. 3.2.

Т а б л и ц а 3.2

**Матрица планирования полного факторного
эксперимента для четырёх факторов**

Номер опыта	Кодовые обозначения переменных											кВт/кг	
	X ₀	X ₁	X ₂	X ₃	X ₄	X ₁ X ₂	X ₁ X ₃	X ₁ X ₄	X ₂ X ₃	X ₂ X ₄	X ₃ X ₄	Y _{v1}	Y _{v2}
1	+	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	1,25	1,14
2	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+	+	0,98	0,98
3	+	-	+	-	-	-	+	+	-	-	+	1,18	1,17
4	+	+	+	+	-	+	+	-	+	-	-	1,03	0,98
5	+	-	-	+	+	+	-	-	-	-	+	1,13	1,08
6	+	+	-	+	+	-	+	+	-	-	+	1,36	1,29
7	+	-	+	-	+	-	+	-	-	+	-	1,15	1,07
8	+	+	+	-	+	+	-	+	-	+	-	1,32	1,38
9	+	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+	1,71	1,64
10	+	+	-	+	-	-	+	-	-	+	-	1,47	1,49
11	+	-	+	+	-	-	-	+	+	-	-	1,79	1,74
12	+	+	+	+	-	+	+	-	+	-	-	1,61	1,54
13	+	-	-	-	+	+	+	-	+	-	-	1,32	1,35
14	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-	-	1,67	1,60
15	+	-	+	-	+	-	+	-	-	+	-	1,53	1,43
16	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	1,79	1,78

Для движения к точке оптимума по результатам планирования эксперимента необходимо выбрать линейную модель. Под моделью понимается вид функции отклика $y = f(X_1, X_2, \dots, X_k)$. Выбрать модель – значит выбрать вид этой функции, записать ее уравнение.

Затем с ее помощью можно предсказывать значение функции отклика в тех состояниях, которые не изучались экспериментально. Главное требование к модели – это способность предсказывать направление дальнейших опытов с требуемой точностью. Модель, которая удовлетворяет такому требованию, называется *адекватной*. Чаще всего модель ищут в виде степенных рядов – алгебраических полиномов.

Если выписать полиномы для случая двух факторов, то они будут различаться по максимальным степеням входящих в них переменных.

Полином нулевой степени $y = b_0$.

Полином первой степени $y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2$.

Полином второй степени $y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_{12}x_1x_2 + b_{11}x_1^2 + b_{22}x_2^2$.

Полином третьей степени $y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_{12}x_1x_2 + b_{11}x_1^2 + b_{22}x_2^2 + b_{112}x_1^2x_2 + b_{122}x_1x_2^2 + b_{111}x_1^3 + b_{222}x_2^3$.

То есть существует задача аппроксимации неизвестной функции отклика полиномом. Собственно эксперимент нужен только для того, чтобы найти численные значения полинома. Чем ниже степень полинома при заданном числе факторов, тем меньше в нем коэффициентов. Значит, надо найти такой полином, который содержит как можно меньше коэффициентов, но удовлетворяет требованиям к модели.

Направление, в котором модель хорошо предсказывает наискорейшее улучшение параметра оптимизации, называется *направлением градиента*. На первом этапе поиска оптимума можно использовать полином первой степени. Условие аналогичности функции отклика гарантирует возможность того, что линейная модель окажется адекватной в какой-то произвольной области.

На следующем этапе ищут линейную модель уже в другой подобласти. Цикл повторяется до тех пор, пока движение по градиенту не перестанет давать эффект.

Это означает попадание в область, близкую к оптимуму. Здесь линейная модель уже не нужна. Либо попаданием в почти стационарную область задача решена, либо надо переходить к полиномам более высоких степеней, чтобы подробнее описать область оптимума.

3.2.5. Обработка результатов численного эксперимента

После проведения численных экспериментов на ЭВМ согласно матрице планирования экспериментов (см. табл. 3.2) необходимо произвести статистическую обработку результатов.

По реализации параллельных наблюдений m определяется среднее значение показателя параметра оптимизации

$$\bar{Y}_v = \frac{\sum_{j=1}^m Y_{v,j}}{m}, \quad (3.6)$$

где $\bar{Y}_v$ – среднеарифметическое значение по m опытам в точке с номером v ;

v – номер опыта (строчка матрицы планирования);

$Y_{v,j}$ – действительное значение параметра оптимизации в каждой реализации j номера опыта v .

Для оценки отклонения показателя параметра оптимизации от среднего значения вычисляется дисперсия воспроизводимости по данным m параллельных наблюдений плана матрицы планирования в каждой точке по формуле

$$S_n^2 = \frac{\sum_{j=1}^m (\bar{Y}_n - Y_{n,j})^2}{m-1}, \quad (3.7)$$

где S_v^2 – дисперсия в v -й точке плана;

j – порядковый номер параллельного опыта в каждой точке плана матрицы.

Проверяется однородность дисперсий по критерию Кохрена

$$G = \frac{S_{\nu \max}^2}{\sum_{\nu=1}^N S_{\nu}^2}, \quad (3.8)$$

где N – число точек плана;

G – расчетный критерий Кохрена;

$S_{\nu \max}^2$ – максимальная дисперсия, вычисленная по формуле (3.7) набора из $(\nu - x)$ точек;

$\sum_{\nu=1}^N S_{\nu}^2$ – сумма всех дисперсий.

С этим критерием связаны числа степеней свободы $f_1 = m - 1$ и $f_2 = N$. Гипотеза об однородности дисперсий подтверждается, если экспериментальное значение критерия Кохрена не превышает табличного значения G_k .

Если дисперсии однородны, то их следует усреднить, то есть найти дисперсию параметра оптимизации по формуле

$$S^2[Y] = \frac{\sum_{n=1}^N S_n^2}{N}. \quad (3.9)$$

Коэффициенты в математической модели называются *коэффициентами регрессии* [83]. Наиболее употребительным методом определения коэффициентов регрессии является метод наименьших квадратов.

Согласно этому методу коэффициенты регрессии определяют как частное от деления суммы произведений $(i - x)$ факторов (в кодовых обозначениях) $X_{i,\nu}$ и оценок математического ожидания показателей параметра оптимизации процесса в точках плана матрицы на общее число точек в плане матрицы

$$b_i = \frac{\sum_{n=1}^N (X_{i,n} \bar{Y}_n)}{N}, \quad (3.10)$$

где b_i – коэффициент регрессии;

$i = 0, 1, 2, \dots, k$ – номер фактора;

$X_{i,\nu}$ – значение (уровень фактора в кодовых обозначениях) фактора i -го столбца в плане матрицы;

$\bar{Y}_\nu$ – оценка математического ожидания параметра оптимизации в точке плана с номером ν .

После этого необходимо провести проверку значимости каждого коэффициента.

Прежде всего, надо найти дисперсию коэффициента регрессии

$$S^2\{b_i\} = \frac{S^2(Y)}{N m}. \quad (3.11)$$

При равном числе m (число параллельных опытов) во всех точках плана матрицы $S^2\{b_i\}$ одинаковы для всех коэффициентов.

Значимость коэффициентов регрессии можно определить по критерию Стьюдента, согласно которому для каждого коэффициента вычисляют значение t_i – критерия по формуле

$$t_i = \frac{|b_i|}{S\{b_i\}}, \quad (3.12)$$

где $|b_i|$ – модуль рассчитанных коэффициентов регрессии;

$S\{b_i\} = \sqrt{\frac{S^2(Y)}{N m}}$ – среднеквадратическое отклонение коэффициентов регрессии.

Вычисленное значение t – критерия сравнивается с табличным $t_{кр}$ при заданном уровне значимости (например $q = 5 \%$) и числе степеней свободы. Число степеней свободы

$$n_{зн} = N(m-1). \quad (3.13)$$

Если $t_i > t_{кр}$, то гипотеза не отвергается и коэффициент b_i признается значимым и наоборот.

Далее проводят проверку адекватности модели. Для этого определяют дисперсию адекватности модели по формуле

$$S_{ad}^2 = \frac{m}{N-l} \sum_{n=1}^N (\bar{Y}_n - \bar{Y}_{n,n})^2, \quad (3.14)$$

где l – число значимых коэффициентов (включая b_0).

Адекватность модели проверяют по критерию Фишера, который вычисляют по формуле

$$F = \frac{S_{ad}^2}{S^2(Y)} \quad (3.15)$$

и сравнивают его с критическим значением, найденным по таблице [95] при заданном уровне значимости (например, $q = 5\%$) и числах степеней свободы:

$$\begin{aligned} n_{1,ad} &= N - l; \\ n_{2,ad} &= N(m - 1). \end{aligned} \quad (3.16)$$

Если рассчитанное значение F – критерия не превышает табличного, то с соответствующей доверительной вероятностью модель можно считать адекватной.

Если модель адекватна, то можно переходить к крутому восхождению, если нет, то возможны следующие приемы получения адекватности модели:

- увеличение интервалов варьирования факторов;
- исключение (если возможно) фактора, порождающего неадекватность, и реализация для оставшихся $(k - 1)$ факторов новых планов, при этом исключенный фактор фиксируется на определенном уровне;
- преобразование факторов, т.е. переход к новым факторам, статистически связанным со старыми.

3.2.6. Крутое восхождение по поверхности отклика

Крутое восхождение (по методу Бокса - Уилсона) – это движение в направлении градиента функции отклика. Градиент задается частными производными, а частные производные функции отклика оцениваются коэффициентами регрессии. В крутом восхождении независимые переменные (факторы) изменяют пропорционально величинам коэффициентов регрессии с учетом их знаков.

Составляющие градиента однозначно получаются умножением коэффициентов регрессии на интервалы варьирования по каждому фактору – $b_i \Delta X_i$. Находят фактор, для которого произведение $b_i \Delta X_i$ является наибольшим по абсолютной величине. Этот фактор считается базовым $\max(b_i \Delta X_i) = b_6 \Delta X_6$. Затем выбирают сдвиг в направлении крутого восхождения по базовому фактору от основного уровня, который может быть равен ΔX_6 или части этого интервала $\mu \Delta X_6$ (где $0 < \mu < 1$).

Вычисляют шаги первой точки крутого восхождения эксперимента

$$X_i^h = 1(b_i \Delta X_i) + X_{i\text{осн}}, \quad (3.17)$$

где $i = 1, 2, \dots, k$;

$$\lambda = \frac{\mu}{|b_6|}.$$

Серию последующих шагов в направлении градиента рассчитывают последовательным прибавлением к основному уровню факторов величин, пропорциональных составляющим градиента.

Об эффективности движения по градиенту судят по величине параметра оптимизации. Движение по градиенту считается эффективным, если реализация численных опытов на стадии крутого восхождения, приводит к улучшению значения параметра оптимизации по сравнению с самым хорошим результатом в матрице.

При эффективном крутом восхождении возможны два исхода: область оптимума достигнута или область оптимума не достигнута. Если область оптимума достигнута, то принимается решение об окончании экспериментов. Если область оптимума не достигнута, то в этом случае ставится линейный план следующего цикла и исследование повторяется.

3.3. Алгоритм и программа обработки результатов численного эксперимента

3.3.1. Общая характеристика программы

На основе вышеприведенной методики в монографии разработан алгоритм и создана программа "Оптимизация". Цель программы облегчить и ускорить обработку результатов численного эксперимента и найти экстремум параметра оптимизации.

В программе "Оптимизация" на базе формул, приведенных в пп. 3.2.5. – 3.2.6, в диалоговом режиме, осуществляются следующие операции:

- оценка дисперсий среднего арифметического в каждой строке матрицы планирования экспериментов;
- проверка однородности дисперсий с помощью критерия Кохрена;
- если дисперсии однородны, то проводится расчет оценки дисперсии воспроизводимости;
- определение коэффициентов регрессии;
- определение значимости коэффициентов регрессии;
- проверка адекватности модели по критерию Фишера;
- крутое восхождение в направлении градиента функции отклика;
- печать в файл результатов расчета.

В качестве исходных данных необходимо ввести в программу следующие данные:

- число варьируемых факторов;
- верхние и нижние уровни факторов;
- матрицу планирования экспериментов в кодовых обозначениях;
- результаты численных экспериментов 2^k опытов, где k – число факторов;
- число итераций крутого восхождения.

Статистические таблицы критериев Кохрена, Фишера и Стьюдента задаются в виде массивов. Блок–схема программы "Оптимизация" представлена на рис. 3.12.

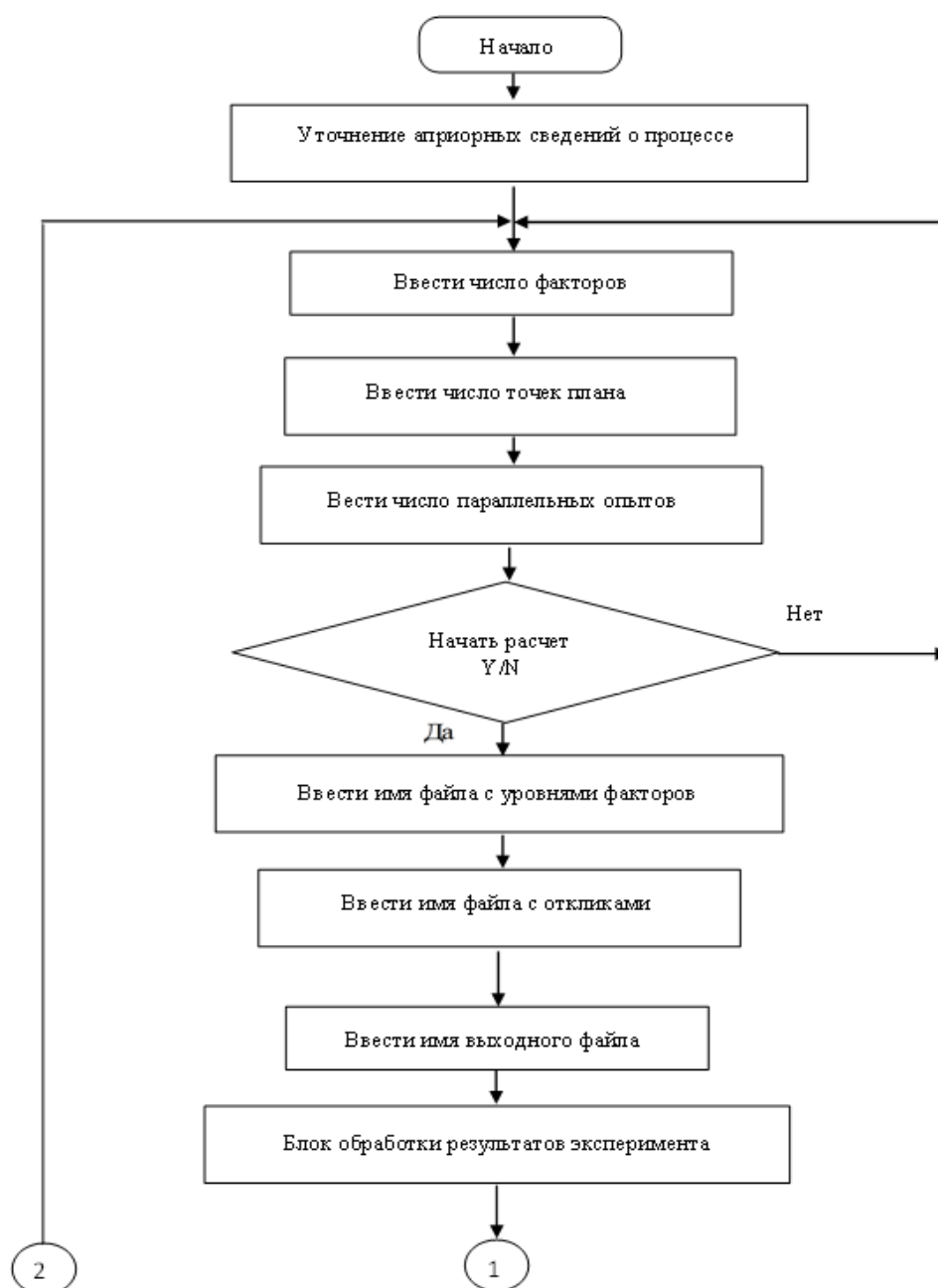


Рис. 3.12. Блок – схема программы "Оптимизация"

3.3.2. Описание алгоритма программы "Оптимизация"

Программа работает в диалоговом режиме с оператором. Решение основных задач программы осуществляется программными блоками. Сперва программа в диалоговом режиме (см. рис. 3.12) уточняет априорные сведения о процессе (число факторов, число точек плана матрицы и т.п.) и после решения оператора о начале расчета запрашивает имена файлов с информацией о результатах численного эксперимента.

После этого вступает в работу блок обработки результатов эксперимента, где производится оценка дисперсий среднего арифметического в каждой строке матрицы планирования, проверяется с помощью критерия Кохрена однородность дисперсий и, если дисперсии однородны, то производится расчет оценки дисперсии воспроизводимости. Затем, в следующем блоке, определяются коэффициенты регрессии и оценивается их значимость по критерию Стьюдента. На следующем этапе работает блок проверки адекватности модели по критерию Фишера. Если гипотеза об адекватности модели не отвергается и необходима оптимизация, то управление передается в блок оптимизации методом крутого восхождения, где определяется точка экстремума функции отклика и печатаются рекомендуемые основные уровни факторов. На этом программа заканчивает свою работу и осуществляет печать всех результатов в файл данных.

Сравнительные результаты синтеза однофазного ИГАРК на ИГ классической конструкции мощностью 111 кВт приведены в табл. 3.3.

Т а б л и ц а 3.3

Сравнительные характеристики индукторных генераторов

Машина	S	U_H	I_H	f	n_H	$\cos\varphi$	B_δ	B_{z1}^H	G_{cm}
ИГ классической конструкции	кВА	В	А	Гц	об/мин	0.0.	Тл	Тл	кг
	111	750	148	2700	3000	0,9	0,6	0,67	848
ИГАРК	111	750	148	2700	3000	0,9	0,6	1,2	<u>202</u> 4,2раз
Оптимальный ИГАРК	111	750	148	5700	22200	0,9	0,4	1,9	<u>42,2</u> 20раз

Продолжение табл. 3.3

Машина	$G_{\text{мед}}$	$G_{\text{маш}}$	$D_{\text{маш}}$	$L_{\text{маш}}$	$P_{\text{с}}$	$P_{\text{яв}}$	η
ИГ	кг	кг	м	м	руб/кВт	кВт/кг	о.е
классической конструкции	150	1200	0,740	0,432	36,4	0,10	0,89
ИГАРК	<u>24</u> 6,5раз	<u>271</u> 4,4раз	<u>0,836</u> -1,5раз	<u>0,366</u> 1,2раз	<u>7,6</u> 4,8раз	<u>0,43</u> 4,4раз	0,88
Оптимальный ИГАРК	<u>10,4</u> 14раз	<u>63</u> 19раз	<u>0,338</u> 2,2раз	<u>0,355</u> 1,2раз	<u>2,1</u> 17,3раз	<u>1,89</u> 18,9раз	0,93

Анализ результатов синтеза однофазного ИГАРК по предложенной методике показывает возможность получения оптимального генератора с удельной мощностью, превышающей удельную мощность ИГ классической конструкции в 18 раз.

Проект ИГАРК с параметрами как у классического ИГ без синтеза дает выигрыш в удельной мощности только в 4 раза (см. табл. 3.3).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В монографии показано решение научной задачи разработки методов расчета и синтеза индукторных машин аксиально-радиальной конфигурации с распределенной магнитной системой и сосредоточенными обмотками, для которых не применимы традиционные методы расчета индукторных машин, имеющих сосредоточенную магнитную системы и распределенные электрические обмотки.

Получил дальнейшее развитие принцип построения электромагнитного ядра индукторных машин, защищенный патентами на изобретение, который отличается тем, что машина выполняется торцевой, многодисковой, многослойной с сосредоточенными электрическими обмотками и распределенной магнитной системой ячеистой структуры, позволяющий радикально уменьшить массогабаритные и стоимостные показатели при улучшении рабочих характеристик.

Впервые разработан метод расчета электромагнитного ядра ИМАРК с распределенной магнитной системой и сосредоточенными электрическими обмотками, который отличается тем, что основное расчетное уравнение получено из рассмотрения рационального соотношения площади сечения обмоток и площади сечения магнитопровода электромагнитных ячеек, из которых состоит машина, без использования понятий "электромашина постоянная и линейная нагрузка".

На основе полученного метода разработана методика, алгоритм и автоматизированная программа эскизного проектирования ИГАРК, отличающиеся тем, что получение главных размеров всей машины осуществляется поэтапным расчетом, сперва электромагнитных ячеек, составляющих элементарную машину (пакет), затем элементарных машин, из которых состоит весь генератор при численном расчете трёхмерного магнитного поля машины, позволяющие рассчитывать и изготавливать генераторы с повышенной удельной мощностью и пониженной удельной стоимостью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вольдек А.И. Электрические машины. – 3-е изд., перераб. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
2. Иванов - Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.
3. Ермолин Н.П. Электрические машины малой мощности. – М.: Энергия, 1975. – 427 с.
4. Кононенко К.В., Сипайлов Г.А., Хорьков К.А. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980. – 345 с.
5. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1990. – 416 с.
6. Жежерин Р.П. Индукторные генераторы. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 319 с.
7. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины и микромашины. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1990. – 528 с.
8. Осин И.Л., Шакарян Ю.Г. Электрические машины: Синхронные машины. – М.: Высш. шк., 1990. – 304 с.
9. Алексеева М.М. Машинные генераторы повышенной частоты. – Л.: Энергия, 1967. – 344 с.
10. Вологдин В.П., Спицын М.А. Генераторы высокой частоты. – М.: ОНТИ, 1935. – 253 с.
11. Красношапка М.М. Индукторные генераторы повышенной частоты. – М.: Изд-во ЛВВИА им. Жуковского, 1948. – 213 с.
12. Альпер Н.Я., Терзян А.А. Индукторные генераторы. – М.: Энергия, 1970. – 192 с.
13. Шаров В.С. Высокочастотные и сверх высокоскоростные электрические машины. – М.: Энергия, 1973. – 248 с.
14. Шаров В.С. Электромашинные индукторные генераторы. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 263 с.
15. Шаров В.С. Электромагнитные муфты скольжения (индукторные). – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1958. – 165 с.

16. Балагуров В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. – М.: Высш. шк., 1982. – 272 с.
17. Зечихин Б.С. Индукторные генераторы повышенной частоты. – М.: МАИ им. С. Оржоникидзе, 1968. – 243 с.
18. Лопухина Е.М., Самихина П.С. Расчет асинхронных электродвигателей однофазного и трехфазного тока. – М.: ГЭИ, 1961. – 237 с.
19. Рясков Ю.И. Электрические машины аксиально-радиального типа // Зб. научн. тр. СВМИ. – Севастополь: СВМИ, 2000. – Вып.1. – С. 197 – 203.
20. Шайтор Н.М., Рясков Ю.И. Перспективы применения на судах магнитокоммутируемых индукторных генераторов // Науч.-техн. сб. ОГМА. – Одесса: ОГМА, 2001. – Вып. 6. – С. 118 - 120.
21. Афонин А.А. Проблемы преобразования конфигурации электромеханических преобразователей энергии // Техн. электродинамика. – Киев: 2001. – №2. – С. 49 – 53.
22. Рясков Ю.И. Исследование ячейки магнитокоммутируемого генератора //Зб. научн. тр. СНИЯЭ и П. – Севастополь: СНИЯЭ и П, 2002. – Вып.6. – С. 45 – 48.
23. Шайтор М.М., Рясков Ю.І., Воробйов О.С. Оптимізація електромагнітного ядра аксіально-радіальних індукторних машин // Зб. наук. пр. СВМІ. – Севастополь: СВМІ, 2003. – Вып.3. – С. 98 – 101.
24. Пат. 49630А Україна, МКИ 7 Н02К19/18, Н02К19/20, Н02К19/10. Електромеханічна система аксіально-радіальної конфігурації: Пат. 49630А Україна, МКИ 7 Н02К19/18, Н02К19/20, Н02К19/10 / Шайтор М.М., Афонін А.О., Рясков Ю.І. Опубл. 16.09.2002. – Бюл. №9. – 6 с.
25. Пат. 62802А Україна, МКИ 7 Н02К19/18, Н02К19/20, Н02К19/10, Н02М7/40. Магнітокомутуючий двомережевий генератор з самозбудженням: Пат. 62802А Україна, МКИ 7 Н02К19/18, Н02К19/20, Н02К19/10, Н02М7/40 / Шайтор М.М., Рясков Ю.І., Березовенко О.В. Опубл. 15.12.2003. – Бюл. №12. – 4 с.
26. Пат. 68262А Україна, МКИ 7 F02В75/32, Н02К19/00. Безшатуновий генераторний агрегат: Пат. 68262А Україна, МКИ 7 F02В75/32, Н02К19/00 / Шайтор М.М., Рясков Ю.І., Жидков В.О. Опубл. 15.07.2004, Бюл. №7. – 4с.

27. Пат. 69069А Україна, МПК 7 H02K1/06, H02K3/00. Трифазний двигун аксіально-радіальної конфігурації: Пат. 69069А Україна, МПК 7 H02K1/06, H02K3/00 / Шайтор М.М., Рясков Ю.І., Шевцов Є.І. Опубл. 16.08.2004, Бюл. №8. – 6с.
28. Пат. 62556А Україна, МКИ 7 H02K19/18, H02K19/20, H02K19/10. Магнітокомутуюча дискова машина з кігтеподібним індуктором: Пат. 62556А Україна, МКИ 7 H02K19/18, H02K19/20, H02K19/10 / Шайтор М.М., Рясков Ю.І. Опубл. 15.12.2003. – Бюл. №12. – 4 с.
29. Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А. Проектирование электрических машин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергия, 1969. – 632 с.
30. Шуйский В.П. Расчет электрических машин. – Л.: Энергия, 1968. – 442 с.
31. Домбровский В.В., Хуторецкий Г.М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. – Л.: Энергия, 1974. – 504 с.
32. Данилевич Я.Б., Домбровский В.В., Казовский Е.Я. Параметры электрических машин переменного тока – М. – Л.: Наука, 1965. – 164 с.
33. Проектирование электрических машин. / И. П. Копылов, Ф.А. Горяинов, Б.К. Клоков и др. / Под ред. И. П. Копылова. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.
34. Нестеров Б.З. Расчет и экспериментальное определение индуктивных сопротивлений машин повышенной частоты. – Л.: Изд-во ЛЭТИ, 1958. – Вып. 35. – С. 87 – 92.
35. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1980. – 442 с.
36. Бертинов А.И. Авиационные электрические генераторы. – М.: Оборонгиз, 1959. – 380 с.
37. Шайтор Н.М. Выбор главных размеров индукторных генераторов с сосредоточенными концентрическими обмотками // Зб. научн. тр. СНИЯЭ и П. – Севастополь: СНИЯЭ и П, 2001. – Вып.5. – С. 45 – 48.
38. Шайтор М.М., Рясков Ю.І., Якупов Є.В. Вплив гармонійного складу магнітної провідності на характеристики магнітокомутуючих генераторів // Зб. наук. пр. СВМІ. – Севастополь: СВМІ, 2001. – Вып.1. – С. 97 – 100.

39. Шайтор М.М., Канцуров В.М., Якупов Є.В. Розрахунок магнітних ланцюгів магнітокомутуючих електро механічних перетворювачів // Зб. наук. пр. СВМІ. – Севастополь: СВМІ, 2001. – Вып.1. – С. 91 – 93.
40. Шайтор М.М., Якупов Є.В. Структура генераторів з комутацією магнітного потоку та особливості робочих процесів у них // Зб. наук. пр. СВМІ. – Севастополь: СВМІ, 2000. – Вып.1. – С. 187 – 193.
41. Шайтор М.М. Оптимальные размеры магнитокоммутируемых индукторных машин с аксиально-радиальной конфигурацией магнитной системы // Зб. научн. тр. СНИЯЭ и П. – Севастополь: СНИЯЭ и П, 2003. – Вып.4. – С. 49 – 51.
42. Шайтор М.М. Підвищення ефективності електричних машин з магнітної комутацією //Зб. наук. пр. СВМІ. – Севастополь: СВМІ, 2003. – Вып.2. – С. 78 – 80.
43. Афонин А.А., Шайтор Н.М., Рясков Ю.И. Расчет индукторных генераторов аксиально-радиальной конфигурации // Техн. электродинамика. – Киев: 2003. – №4. – С. 41 – 45.
44. Рясков Ю.И. Магнитокоммутируемые индукторные машины с аксиально-радиальной конфигурацией магнитной системы // Вестник СевГТУ. Механика, энергетика, экология. – Севастополь: СГТУ, 2003. – №48. – С. 94 – 101.
45. Шайтор М.М. Особенности теории и проектирование магнитокоммутируемых электромеханических преобразователей // Техн. электродинамика. – Киев: 2002. – №4. – С. 45 – 48.
46. Домубур Л.Э. Магнитное поле в воздушном зазоре индукторной машины с трапецеидальными зубцами ротора // Труды Ин-та энергетики АН Латв. ССР. – Рига: 1963. – Вып.2. – С. 64 – 66.
47. Щетинин Т.А. Индукционные муфты и тормоза в приводах с ударной нагрузкой. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 224 с.
48. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1973. – 832 с.
49. Скрузитис К.Э. Расчет магнитного поля зубцового ротора // Труды Ин-та энергетики АН Латв. ССР. – Рига: 1962. – Вып.2. – С. 46 – 48.

50. Зечихин Б.С. Магнитное поле в зазоре индукторной машины в режиме холостого хода // Электромеханика. – 1960. – №1. – С. 36 – 39.
51. Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин. – Пер. с польск. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.
52. Никитенко А.Г., Пеккер И.И. Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 216 с.
53. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. – Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
54. Буткевич Г.В., Дегтярь В.Г., Сливинская А.Г. Задачник по электрическим аппаратам – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1987. – 232 с.
55. Дружинин В.В. Магнитные свойства электротехнической стали. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.
56. Дружинин В.В., Куренных Л.К. О сравнении кривых намагничивания электротехнической стали, снятых в постоянных и переменных полях // Электричество. – 1962. – №4. – С. 32 – 35.
57. Дружинин В.В., Векслер А.З., Куренных Л.К. Справочник магнитных и электрических характеристик горячекатаной электротехнической стали. – М.: Изд-во стандартов, 1972. – 437 с.
58. Дружинин В.В., Бурдакова Ю.П. О соотношении потерь на гистерезис и вихревые токи // Электричество. – 1956. – №8. – С. 43 – 45.
59. Зайдман И.Д. О виде формулы для выражения зависимости удельных потерь в электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции и частоты тока // Электричество. – 1956. – №8. – С. 43 – 45.
60. Дружинин В.В., Куренных Л.К. О зависимости удельных потерь электротехнической стали от амплитуды магнитной индукции // Электричество. – 1972. – №1. – С. 26 – 29.
61. Рейнбот Г. Магнитные материалы и их применение. – Пер. с англ. / под ред. А.А. Преображенского. – Л.: Энергия, 1974. – 384 с.
62. Справочник по электротехническим материалам. / Под ред. Н.П. Богородицкого и В.В. Пасынкова. – ч. 2. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1960. – 511 с.

63. Займовский А.С., Чудновская Л.А. Магнитные материалы. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 224 с.
64. Преображенский А.А. Теория магнетизма, магнитные материалы и элементы. – М.: Высш. шк., 1972. – 288 с.
65. Кифер И.И. Характеристики ферромагнитных сердечников. – М.: Энергия, 1967. – 168 с.
66. Баженова И.Ю. Delphi 5. Самоучитель программиста. – М.: КУДИЦ - ОБРАЗ, 2001. – 336 с.
67. Глушаков С.В., Клевцов А.Л., Теребилов С.А. Программирование на Delphi 5.0. – Харьков: Фолио, 2002. – 518 с.
68. Симонович С.В., Евсеев Г.А. Занимательное программирование: Delphi. – М.: АСТ-ПРЕСС КНИГА: Инфорком-Пресс, 2001. – 368 с.
69. Домбровский В.В., Зайчик В.М. Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования. – Л.: Энергоатомиздат: Ленингр. отд-ние, 1990. 368 с.
70. Демирчян К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. – М.: Высш. шк., 1986. – 235 с.
71. Аветисян Дж.А., Соколов В.В, Хан В.Х. Оптимальное проектирование электрических машин на ЭВМ. – М.: Энергия, 1976. – 120 с.
72. Аветисян Дж.А., Бертинов А.И. Динамическое программирование расчета оптимальных электрических машин // Электричество. – 1966. – №11. – С. 46 – 51.
73. Геминтерн В.И., Каган Б.М. Методы оптимального проектирования. – М.: Энергия, 1980. – 260 с.
74. Дадиванян Ф.П., Малатян Н.Н. Критерии оптимальности при проектировании асинхронных двигателей малой мощности // Электрические машины и электропривод малой мощности. – М.: Наука, 1966. – С. 82 – 89.
75. Данциг Дж. Линейное программирование. Его применение и обобщение. – М.: Прогресс, 1966. – 282 с.
76. Зайчик В.М. Использование линейного программирования для оптимизации расчета синхронных машин малой и средней мощности // Электричество. – 1977. – №12. – С. 78 – 80.

77. Копылов И.П., Ильинский Н.Ф., Кузнецов Н.Л. О применении методов планирования эксперимента к задачам анализа и синтеза электрических машин // Электричество. – 1970. – №2. – С. 29 – 35.
78. Терзян А.А. Автоматизированное проектирование электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с.
79. Использование вычислительной техники при проектировании электрических машин. / Домбровский В.В., Дубиник В.Г., Тихаревич М.С., Мозю В.А. и др. // в кн. Электросила. – Л.: Энергия. – 1965. – №25. – С. 39 – 43.
80. Домбровский В.В., Сивков А.П. Проектирование гидрогенераторов с помощью ЭВМ // в кн. Электросила. – Л.: Энергия. – 1965. – №25. – С. 52 – 55.
81. Стрельбицкий Э.К., Гитман А.С. О некоторых проблемах проектирования электрических машин на ЭЦВМ // Изв. Томского политехн. ин-та. – 1967. – С. 171 – 172.
82. Никитенко А.Г. Проектирование оптимальных электромагнитных механизмов. – М.: Энергия, 1974. – 135 с.
83. Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1976. – 283 с.
84. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс – Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
85. Бергер А.Я. Выбор главных размеров электрических машин. – Л.: Энергия, 1972. – 89 с.
86. Копылов И.П., Щедрин О.П. Расчет на ЦВМ характеристик асинхронных машин. – М.: Энергия, 1973. – 120 с.
87. Копылов И.П. Создание автоматизированной системы проектирования электрических машин // Электротехника. – 1975. – №11. – С. 2 – 5.
88. Зайчик В.М. Использование выпуклого программирования для расчета пазовой геометрии асинхронных двигателей // Известия вузов. Электромеханика. – 1970. – №6. – С. 658 – 665.
89. Зайчик В.М. Расчет асинхронных двигателей с заданными свойствами механической характеристики // Электротехника. – 1975. – №9. – С. 41 – 44.

90. Автоматизация расчетов двигателей на электронных цифровых вычислительных машинах. / Б.М. Каган, Т.Г. Сорокер, Ю.В. Мордвинов, Е.В. Пламодьяло // Электропривод и автоматизация промышленных установок. – М.: ГЭИ, 1960. – С. 11 – 19.
91. Сорокер Т.Г. Применение автоматических цифровых вычислительных машин при проектировании новых серий асинхронных двигателей // Труды ВНИИЭМ. – М.: ВНИИЭМ, 1966. – Вып.3. – С. 5 – 8.
92. Зайчик В.М. Применение линейного программирования при проектировании электрических машин // Электричество. – 1968. – №9. – С. 42 – 45.
93. Трапезников В.А. Основы проектирования серий асинхронных двигателей. – М.: ОНТИ, 1937. – 128 с.
94. Холл М. Блок-схемы // В сб. Прикладная комбинаторная математика / под ред. Э. Беккенбаха – М.: Мир, 1968. – С. 27 – 30.
95. Большев Л.Н., Смирнов Н.В. Таблицы математической статистики. . – М.: Наука, 1983. – 416 с.
96. Копылов И.П. Создание автоматизированной системы проектирования электрических машин // Электротехника. – 1975. – №11. – С. 68 – 71.
97. Фиакко А., Мак-Кормик Г. Нелинейное программирование. – М.: Мир, 1972. – 327 с.
98. Каган Б.М., Даниленко С.Е. Применение случайного поиска с обучением при оптимальном проектировании асинхронных двигателей // в кн. Автоматика и вычислительная техника. – Вып.13. – Рига: Изд-во АН Латв. ССР, 1965 – С. 54 – 59.
99. Юргенсон Т.С. Методы оптимизации в задачах виброрасчета электрических машин // Труды МЭИ, 1974. – Вып.189. – С. 97 – 103.
100. Веников В.А. Теория подобия и моделирование (применительно к задачам электроэнергетики).– М.: Высш. шк., 1976. – 286 с.
101. Специальные электрические машины / под ред. А.И. Бертинова. – М.: Энергоиздат, 1982. – 427 с.
102. Электротехнический справочник: в 3 – х т. / Под общ. ред. И.Н. Орлова. – 7-е изд., испр. и доп. – М.: Энергоатомиздат., 1985. – 616 с.

103. Иванов А.А. Справочник по электротехнике. – 5-е изд., перераб. и доп. – Киев: Выща шк., 1984. – 303 с.
104. Рясков Ю.И. Метод расчета и синтеза магнитокоммутируемых индукторных генераторов // Материалы междунар. конф. "Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах". – Севастополь: СНТУ, 2003. – С. 76 – 77.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
РАЗДЕЛ 1 КОНСТРУКТИВНЫЕ СХЕМЫ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ	
1.1. Синхронные машины повышенной частоты	5
1.2. Индукторные генераторы	6
1.2.1. Одноимённополюсные индукторные генераторы	7
1.2.2. Разноимённополюсные индукторные генераторы	9
1.3. Индукторные синхронные двигатели	11
1.4. Индукторные генераторы аксиально-радиальной конфигурации	12
1.4.1. Конструкция ИГАРК	12
1.4.2. Особенности рабочего процесса в ИГАРК	16
1.4.3. Достоинства и недостатки ИГАРК	23
1.5. Методы расчета электрических машин повышенной частоты	25
РАЗДЕЛ 2 ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОРНЫХ МАШИН С АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ	
2.1. Метод расчета электромагнитного ядра ИМАРК	29
2.1.1. Выбор рационального соотношения меди электрических обмоток и стали магнитной цепи ЭМЯ	29
2.1.2. Определение размеров ЭМЯ	32
2.1.3. Определение размеров электромагнитного ядра машины	39
2.2. Методика расчета ИГАРК	41
2.2.1. Определение номинальных данных для расчета ИГАРК	41
2.2.2. Предварительные расчеты для определения основных размеров генератора	42
2.2.3. Определение проводимости потока рассеяния модуля ЭМЯ при замкнутой магнитной цепи	44
2.2.4. Определение объёмной проводимости рабочих зазоров при замкнутой магнитной цепи ЭМЯ	49
2.2.5. Определение объёмной проводимости рабочих зазоров при разомкнутой магнитной цепи ЭМЯ	51
2.2.6. Определение коэффициента модуляции основного потока и коэффициента рассеяния	53
2.2.7. Уточнение данных расчета поля методом конечных элементов	54
2.2.8. Корректировка размерений ЭМЯ и активной зоны ИГАРК с учетом насыщения стали	56
2.2.9. Выбор обмотки якоря	58
2.2.10. Расчет магнитной цепи ЭМЯ и характеристики холостого хода	60
2.2.11. Расчет обмотки возбуждения	65
2.2.12. Определение массы активных материалов	67

2.2.13. Определение удельных характеристик электромагнитного ядра машины	70
2.2.14. Определение сопротивлений обмоток	71
2.2.15. Потери и КПД ИГАРК	73
2.3. Алгоритм и программа автоматизированного расчета ИГАРК на ЭВМ	80
2.3.1. Общая характеристика программы расчета	80
2.3.2. Описание алгоритма работы программы расчета ИГАРК	81
РАЗДЕЛ 3 СИНТЕЗ ИНДУКТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ С ПОВЫШЕННОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ	
3.1. Обзор методов синтеза электрических машин	90
3.1.1. Формулировка задачи синтеза и способы ее решения	90
3.1.2. Математическая модель проектирования	91
3.1.3. Выбор метода решения задачи проектирования электрических машин	94
3.1.4. Математические методы оптимизации	96
3.2. Метод синтеза индукторного генератора аксиально-радиальной конфигурации	100
3.2.1. Общая характеристика выбранного метода синтеза генератора	100
3.2.2. Выбор параметра оптимизации	101
3.2.3. Определение факторов, влияющих на параметр оптимизации	104
3.2.4. Полный факторный эксперимент типа 2^k	114
3.2.5. Обработка результатов численного эксперимента	117
3.2.6. Крутое восхождение по поверхности отклика	120
3.3. Алгоритм и программа обработки результатов численного эксперимента	122
3.3.1. Общая характеристика программы	122
3.3.2. Описание алгоритма программы "Оптимизация"	123
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	126
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	127

Научное издание

**Рясков Юрий Иванович
Шайтор Николай Михайлович**

**ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ
АКСИАЛЬНО-РАДИАЛЬНОЙ КОНФИГУРАЦИИ**

Монография

В авторской редакции

