

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего  
профессионального образования  
«Казанский государственный энергетический университет»

*На правах рукописи*

**ЛОГАЧЕВА Алла Григорьевна**

**КОМПЛЕКСНАЯ МЕТОДИКА ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ  
МНОГОФАЗНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО  
ТОКА**

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Специальность 05.09.01 «Электромеханика и электрические аппараты»

Научный руководитель:  
д.т.н, профессор Ш.И. Вафин

Казань 2015

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
1 РАЗВИТИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ ТРЕБОВАНИЯ	10
1.1 Применение электрических двигателей для целей тяги в России и за рубежом	10
1.2 Проблема энергоэффективности электрических двигателей	12
1.3 Направления развития и требования, предъявляемые к тяговому электроприводу	14
1.4 Многофазные электрические машины как инструмент повышения энергоэффективности тягового электропривода	16
1.5 Выводы	23
2 ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ МНОГОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	24
2.1 Выбор количества фаз двигателя с учетом конструктивных ограничений	24
2.2 Выполнение многофазной статорной обмотки в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором	31
2.3 Методика выбора количества фаз двигателя на основе оценки действия высших гармоник	36
2.3.1 Многофазный двигатель в составе регулируемого электропривода	36
2.3.2 Высшие гармоники в многофазном двигателе	41
2.3.3 Скорость вращения магнитных полей, созданных высшими временными и пространственными гармониками в многофазном асинхронном двигателе	47
2.3.4 Влияние высших пространственно-временных гармоник на электромагнитный момент многофазного асинхронного двигателя	50

2.3.5 Особенности учета высших гармоник при проектировании многофазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	56
2.4 Влияние количества фаз статора на нагрев многофазного асинхронного двигателя	69
2.5 Алгоритм выбора количества фаз двигателя с учетом конструктивных ограничений, влияния высших гармоник и прогнозируемого нагрева в установившемся режиме	76
2.6 Выводы	77
3 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ПРИНЯТЫХ КОНСТРУКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ В МНОГОФАЗНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ	79
3.1 Выбор количества фаз тягового асинхронного двигателя	79
3.2 Оценка стоимости многофазного преобразователя частоты	89
3.3 Тяговый электропривод электровоза	98
3.3.1 Характеристики спроектированного многофазного электродвигателя	101
3.3.2 Многофазный электродвигатель перспективной конструкции	103
3.4 Выводы	106
4 ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ В ЛИНЕЙНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ	105
4.1 Моделирование магнитной цепи линейного двигателя	106
4.2 Методика расчета магнитных проводимостей на участках магнитной цепи линейного двигателя в зависимости от положения индуктора	114
4.3 Исследование влияния параметров магнитной системы на величину и распределение электромагнитной силы	122
4.4 Выводы	128

Заключение	130
Список литературы	132
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Коэффициенты гармонических искажений магнитных полей временных гармоник для многофазных двигателей	148
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Параметры спроектированных многофазных двигателей	149
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Технические характеристики серийно-выпускаемых четырехполюсных трехфазных асинхронных двигателей мощностью 160-220 кВт для работы в составе частотно-регулируемого привода и параметры спроектированного 79-фазного асинхронного двигателя	156
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Граничные точки участков для трех граней индуктора, состав проводимостей на участках и значения их производных	158

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** Электрический транспорт занимает значительную нишу в транспортной системе страны, а его технический уровень и состояние определяют экономическую эффективность и безопасность перевозок. При этом электрический двигатель (ЭД) является одним из самых ответственных узлов транспортного средства, определяющим его эксплуатационные характеристики. Одной из актуальных задач при разработке современных ЭД является повышение их энергоэффективности путем совершенствования конструкции машины.

Развитие полупроводниковой техники определило широкое внедрение на транспортных средствах асинхронных двигателей (АД), питающихся от статических преобразователей частоты (ПЧ). При этом аналитический обзор литературы и практика применения показывают, что асинхронные машины при работе от ПЧ подвергаются воздействию несинусоидального напряжения, что ведет к снижению их энергоэффективности.

В последнее время особый интерес вызывают многофазные электрические машины, в которых количество фаз статора превышает три. Применение статических ПЧ, с одной стороны, открывает широкие возможности для варьирования количеством фаз электродвигателей. С другой стороны, расщепление структуры самого преобразователя позволяет снизить токовую нагрузку на ветви и использовать дискретные ключевые элементы. Кроме того, многофазные асинхронные двигатели и многофазные преобразователи частоты характеризуются повышенной надежностью и развивают кардинально иной подход к проблеме высших гармоник, так как в данном случае они могут быть полезно использованы для повышения эффективности привода. Но вопросы выбора рациональных конструкций многофазных электродвигателей и стоимости получаемой системы недостаточно изучены.

В связи с растущей стоимостью и ограниченностью энергоресурсов актуальными также являются задачи создания энергоэффективных систем преобразования энергии. Последние исследования и публикации в этой области

свидетельствуют о перспективности направления разработки линейных электрических машин с постоянными магнитами, которые могут заменить вращающиеся электрические машины в автономных транспортных средствах и источниках энергии, позволив исключить кривошипно-шатунный механизм и повысить эффективность комплекса. До сих пор не полностью исследованы возможности улучшения характеристик линейных машин путем выбора оптимальной конструкции и увеличения количества фаз.

На основании изложенного можно сделать вывод о том, что разработка методик, позволяющих повысить эффективность электрических двигателей переменного тока, является актуальной задачей, требующей проработки комплекса вопросов при ее решении.

**Степень разработанности.** Большой вклад в решение общих проблем повышения энергоэффективности электродвигателей, разработку методов оптимизации конструкции, создание теоретических и практических основ для исследования, разработки и совершенствования электрических двигателей переменного тока для различных областей применения внесли российские и мировые ученые: А. Блондель, А. А. Горев, Р. Парк, А.И. Вольдек, О.Б. Буль, Г. Крон, И.А. Глебов, И.Я. Браславский, Н.А. Ротанов, П.С. Сергеев, И.П. Копылов, О.Д. Гольдберг, Н.Ф. Котеленец, В.П. Рубцов, Р.Т. Шрейнер, А.А. Кецарис, F. Blaschke, В.К. Bose, M. Depenbrock, T. Noguchi, I. Takahashi, J. Holtz, R.D. Lorenz, и многие другие. В развитие теории и практики применения многофазных электрических машин большую роль имеют работы В.Ф. Бражникова, А.В. Бражникова, E. Levi, Д.М. Глухова, А.Н. Голубева, Н.А. Toliyat, A. Nanoty.

**Цель работы** – разработка методики, позволяющей повысить эффективность многофазных электрических двигателей переменного тока путем принятия рациональных конструктивных решений.

Для достижения поставленной цели решаются следующие **задачи**:

– проанализировать современное состояние и предпосылки к применению многофазных электрических двигателей переменного тока;

- разработать методику определения рационального количества фаз асинхронного двигателя заданных габаритов на основе анализа особенностей электромагнитных процессов преобразования энергии в многофазном асинхронном двигателе;
- выполнить технико-экономическую оценку многофазного тягового электродвигателя и преобразователя частоты;
- исследовать влияние многофазной обмотки на характеристики линейной электрической машины.

**Научная новизна** исследования заключается в том, что:

1. Предложена методика, позволяющая определить рациональное количество фаз многофазного асинхронного двигателя с учетом габаритных ограничений и требуемых номинальных параметров на основе анализа электромагнитных процессов преобразования энергии в двигателе.

2. Выработаны рекомендации по выбору значений конструктивных параметров многофазного линейного электрического двигателя с постоянными магнитами, обеспечивающие повышение эффективности машины.

**Практическая значимость работы.** Практическое использование предложенной методики для определения рационального количества фаз многофазного асинхронного двигателя позволяет разрабатывать и проектировать асинхронные двигатели повышенной эффективности при учете комплекса факторов, таких как массо-габаритные характеристики, пусковые характеристики и перегрузочная способность. Выработанные рекомендации по выбору значений конструктивных параметров многофазного линейного электрического двигателя с постоянными магнитами позволяют разрабатывать и проектировать машины повышенной эффективности для транспортного оборудования и автономных энергетических комплексов.

**Методы исследований.** В работе использованы методы теории электромеханических преобразователей, теории магнитного поля, теории электрических цепей, методы моделирования в среде MATLAB, объектно-

ориентированного программирования Visual Basic for Applications (VBA), а также общепринятые методы инженерных расчетов.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Методика определения рационального количества фаз электродвигателя в заданных габаритах на основе анализа особенностей электромагнитных процессов преобразования энергии в многофазном асинхронном двигателе.

2. Результаты исследований и рекомендации по выбору количества фаз, обеспечивающего наилучшие энергетические характеристики.

3. Результаты исследований и рекомендации по выбору соотношений размеров постоянных магнитов индуктора, паза, зубца статора и количества фаз, необходимых для достижения наибольшего электромагнитного воздействия на индуктор линейной электрической машины.

**Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и результатов** достигается применением фундаментальных законов и принципов электродинамики, электротехники, электромеханики, корректностью принятых допущений, сопоставлением результатов, полученных в различных программных комплексах.

**Апробация работы.** Основные положения работы и ее результаты докладывались на Международных научно-технических конференциях студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (г.Москва, 2013, 2014), Международных научно-технических конференциях «Гинчуринские чтения» (г.Казань, 2010, 2013, 2014), Международной научно-технической конференции «Энергетика глазами молодежи» (г.Новочеркасск, 2013), Всероссийской конференции «Энергетика и энергосбережение: теория и практика» (г.Кемерово, 2014), 3й «Международной конференции по научному развитию в Евразии» (г.Вена, 2014), VII Международной научно-практической конференции «Отечественная наука в эпоху изменений: постулаты прошлого и теории нового времени» (г. Екатеринбург, 2015).

**Внедрение.** Полученные теоретические и практические результаты работы использованы:



– при выполнении модернизации стенда для послеремонтных испытаний генераторов и регуляторов напряжения, применяемых на воздушных судах, на авиапредприятии «Uzbekistan Airways Technics» (г.Ташкент) с целью повышения надежности и эффективности работы применяемых электрических машин;

– в учебном процессе кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения «Казанский государственный энергетический университет» при подготовке магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника»;

– при разработке экспериментального образца электрической машины возвратно-поступательного действия и стенда для его испытаний, выполняемых в рамках Федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 – 2020 годы» № 14.577.21.0121 от 20.10.2014 г.

**Публикации.** По результатам выполненных исследований опубликовано 15 научных работ, получено 2 патента на полезную модель и 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы, включающего 126 наименований, 4 приложений. Содержит 160 страниц основного машинописного текста, проиллюстрированного 47 рисунками и 13 таблицами.

# 1 РАЗВИТИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ ТРЕБОВАНИЯ

## 1.1 Применение электрических двигателей для целей тяги в России и за рубежом

Самое большое распространение электрическая тяга на сегодняшний день получила в области рельсового транспорта. По длине железных дорог и грузообороту железнодорожного транспорта Россия занимает второе место в мире. По данным за январь-апрель 2014 года в структуре грузооборота транспортной системы страны наибольшую долю занимают грузоперевозки трубопроводным транспортом (50%) и железнодорожным (44%) [1]. Доля железнодорожного транспорта в структуре пассажирооборота транспортной системы страны составляет 27,4% [2]. Таким образом, железнодорожный транспорт занимает значительную нишу в транспортной системе страны, а его технический уровень и состояние определяют экономическую эффективность и безопасность перевозок.

В городах электрическая тяга широко используется в пассажирских перевозках. Наиболее распространёнными средствами городского электротранспорта в России являются трамваи, троллейбусы, метрополитен и электропоезда. При этом метрополитен отличается наибольшей востребованностью у населения и наибольшей провозной способностью. Так годовой пассажиропоток Московского метрополитена составил в 2014 году 2490,7 миллиона человек [3]. При этом развитие крупных городов, рост пассажиропотока и нагрузки на наземную транспортную инфраструктуру выдвигают расширения сети метрополитена на первое место среди средств решения этой проблемы.

Достаточно долго электропривод на базе коллекторной машины постоянного тока обладал наилучшими показателями и регулировочными свойствами, как преобразователь энергии, занимая ведущее место среди тяговых электроприводов электровозов. Стремление исключить коллектор привело к

использованию в электрической тяге синхронных и асинхронных электрических машин, что позволило поднять на значительно более высокую ступень технико-экономические показатели электропривода. Ведущие мировые производители железнодорожного транспорта Siemens (Германия), Alstom (Франция), Bombardier (Канада) и отечественные производители активно осваивают новые технические возможности, предоставляемые тяговым приводом переменного тока, в связи с качественным улучшением силовой электроники [4].

Опытные магистральные электровозы переменного тока с асинхронными тяговыми двигателями ВЛ80А-238 были разработаны специалистами института электровозостроения (сегодня ОАО «Всероссийский научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт электровозостроения» (ОАО «ВЭЛНИИ»)) и Новочеркасского электровозостроительного завода (сегодня ОАО «Научно-производственное объединение Новочеркасский электровозостроительный завод» (ОАО «НПО НЭВЗ»)) еще в 1967 году [5]. С 1998 по 2006 г. НЭВЗ построил серию из 12 пассажирских шестиосных электровозов ЭП10 двойного питания (25 кВ переменного тока 50 Гц и 3 кВ постоянного тока) с асинхронными тяговыми электродвигателями. Сегодня в российском метрополитене эксплуатируются новые составы 81-720.1/721.1 «Яуза», 81-740.1/741.1 «Русич» и 81-760/761 «Ока» с асинхронными тяговыми двигателями.

Электрическая тяга постепенно захватывает и нишу автомобильного транспорта. Несмотря на то, что первый электромобиль был создан еще в 1841 году, до недавнего времени они не вызывали большого интереса у производителей. Основной причиной можно считать потребность в аккумуляторных батареях большой емкости в сочетании с компактными размерами для обеспечения дальности пробега, а также развитие сети зарядных станций, необходимых для достойного конкурентирования с бензиновыми двигателями.

С другой стороны проблема экологической ситуации в больших городах ставит остро вопрос эмиссии углекислого газа в атмосферу. Именно автомобильный транспорт наносит основной урон здоровью жителей.

Правительства многих стран мира разрабатывают ряд мер для стимулирования спроса на электрические автомобили.

Успехи современной науки и техники в области создания новых силовых полупроводниковых приборов, быстродействующих микропроцессоров, новых конструкционных и изоляционных материалов, аккумуляторных батарей большой емкости предопределяют интенсивный рост технического уровня, улучшения характеристик и расширение области применения тяговых электродвигателей.

## **1.2 Проблема энергоэффективности электрических двигателей**

Повышение энергоэффективности отраслей народного хозяйства являются ключевыми задачами для социально-экономического развития любого государства. Ресурсоэффективность, энергоэффективность, ресурсосбережение и энергосбережение являются приоритетными направлениями технологического развития, обозначенными в энергетической стратегии Российской Федерации на период до 2030 года [6]. Как отмечается на официальном сайте Министерства энергетики РФ [7], энергоемкость российской экономики существенно превышает в расчете по паритету покупательной способности аналогичный показатель в США, в Японии и развитых странах Европейского Союза. При этом Россия располагает масштабным недоиспользуемым потенциалом энергосбережения, способным конкурировать с приростом производства всех первичных энергетических ресурсов в решении проблемы обеспечения экономического роста страны.

С целью снизить энергоемкость экономики и реализовать политику энергосбережения в России поощряется внедрение энергоэффективных двигателей. Модернизация железнодорожного транспорта входит в направления политики энергоэффективности ОАО «Российские железные дороги» (ОАО «РЖД»), определяемые «Энергетической стратегией холдинга «РЖД» на период до 2015 года и на перспективу до 2030 года», разработанной в рамках «Стратегии развития железнодорожного транспорта в РФ до 2030 года».

С технической точки зрения для оценки энергоэффективности применяется показатель энергетической эффективности [8], что есть абсолютная, удельная или относительная величина потребления или потерь энергетических ресурсов для продукции любого назначения или технологического процесса. Для маркировки продуктов и градации их по категориям энергоэффективности вводится понятие класс энергетической эффективности. Применительно к электрическим двигателям основным показателем энергоэффективности принято считать коэффициент полезного действия  $\eta$  (КПД):

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_1},$$

где  $P_2$  – выходная полезная мощность на валу электродвигателя;  $P_1$  – входная активная мощность, потребляемая электродвигателем из сети;  $\Delta P$  – суммарные потери, возникающие в электродвигателе.

Сегодня энергоэффективными считаются двигатели с КПД на 1–10% выше, чем у стандартных машин. Причем, если речь идет о крупных двигателях, разница составляет 1–2%, а в машинах малой мощности она может достигать 7–10%.

Высокий КПД в двигателях достигается за счет:

- увеличения массы активных материалов;
- применения материалов с улучшенными характеристиками;
- конструктивных изменений в машине (уменьшения воздушного зазора, оптимизация зубцово-пазовой зоны магнитопроводов и конструкции обмоток, специальной конструкции вентилятора);
- применения усовершенствованных подшипников.

Помимо более высокого КПД двигатели с повышенной энергоэффективностью характеризуются удлиненным сроком службы. При увеличении КПД двигателя потери в нем снижаются, как и снижается их тепловое воздействие на детали машины. А нагрев является одним из основных факторов, определяющих продолжительность эксплуатации наиболее уязвимого элемента – обмотки двигателя.

При этом повышение энергоэффективности машин отражается на других технико-экономических показателях. По статистическим данным [9] стоимость машин с повышенным КПД по сравнению с обычными на 10 – 30% выше, их масса также несколько больше. Увеличение массы активных материалов на 3–6% увеличивает момент инерции ротора на 20–50%, вследствие чего такие двигатели уступают обычным по динамическим показателям.

### **1.3 Направления развития и требования, предъявляемые к тяговому электроприводу**

Анализ продукции производителей систем привода и материалов исследований в этой области позволяют отметить следующие тенденции развития тягового электропривода.

1. Увеличение доли систем привода с бесколлекторными двигателями переменного тока и снижение доли систем привода с двигателями постоянного тока, обусловленное низкой надежностью коллекторного узла и более высокой стоимостью коллекторных двигателей постоянного тока по сравнению с двигателями переменного тока.

2. Преимущественное применение для целей тяги регулируемых приводов на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и статических преобразователей частоты.

3. Рост интереса к приводам на базе многофазных электрических машин и машин с постоянными магнитами.

4. Усложнение структур систем управления и алгоритмов управления электроприводом, связанное с необходимостью обеспечения широкого диапазона регулирования скорости и высокого быстродействия.

5. Повышение эксплуатационной надежности, унификация и улучшение энергетических показателей электропривода.

Среди инвестиционных и инновационных приоритетов развития железнодорожной энергетики отмечается создание нового поколения

энергетически эффективного подвижного состава. Технические требования к электровозам нового поколения предусматривают:

- повышение производительности локомотива не менее чем на 5%;
- снижение расхода топлива не менее чем на 10%;
- увеличение пробегов между техническими осмотрами и ремонтами не менее чем на 50%;
- снижение эксплуатационных расходов на техническое обслуживание и ремонт не менее чем на 25%;
- использование комплектующего оборудования российского производства.

Необходимо отметить, что разработка собственных систем энергоэффективного тягового электропривода, имеет ключевое значение в предотвращении зависимости страны от импорта.

Согласно требованиям Министерства путей сообщения (МПС), изложенным в распоряжении № 747р от 27 ноября 2002 года, и Техническим требованиям к новым локомотивам, утвержденным МПС 9 декабря 2002 года, а также положениям стратегии [6] в области модернизации тягового подвижного состава предпочтение отдается разработке и изготовлению опытных образцов электровозов с асинхронным тяговым приводом.

Кроме того, говоря о тяговых двигателях необходимо отметить, что во время работы они могут подвергаться значительным перегрузкам, динамическим воздействиям, возникающих при движении транспортного средства по неровностям пути, вибрациям. Среди требований, предъявляемых к тяговым электродвигателям, можно выделить:

- максимальное снижение массы тягового двигателя с целью обеспечения наименьшего динамического воздействия;
- возможность работы на частоте вращения, в 2 раза превышающей номинальное значение (при снижении нагрузки, боксовании колесных пар);
- возможность работы с перегрузкой;
- двигатель должен иметь наименьшие габаритные размеры.

Также одним из основных требований к электроприводу является его устойчивая работа во всем диапазоне варьирования тяговых (тормозных) усилий [10].

#### **1.4 Многофазные электрические машины как инструмент повышения энергоэффективности тягового электропривода**

Известно, что тяговый электропривод (ТЭП) с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором, позволяет повысить надежность, экономичность и тяговые качества транспортных средств. Но вместе с тем, для реализации этих преимуществ требуется решение целого ряда проблем.

Большой вклад в решение общих проблем энергосбережения электроприводов, создания их методов управления, теоретических и практических основ для исследования, разработки и совершенствования ТЭП различных видов транспортных средств внесли Российские и мировые ученые различных научных школ: В.Е. Розенфельд, А.Н. Савоськин, В.Е. Скобелев, И.Я. Браславский [11;12], Н.А. Ротанов [13], В.П. Рубцов [14], Р.Т. Шрейнер [15], F. Blaschke [16], В.К. Bose [17], M. Depenbrock [18], J. Holtz [19], E. Levi [20, 21], R.D. Lorenz [22], T. Noguchi, I. Takahashi [23] и многие другие.

С развитием полупроводниковой техники все больший интерес у научного сообщества вызывают многофазные асинхронные двигатели, в которых количество фаз статора больше трех. Еще Доливо-Добровольский справедливо считал, что увеличение числа фаз в двигателе улучшает распределение намагничивающей силы по окружности статора. Переход от двухфазной системы к трехфазной дал большой выигрыш в этом отношении [24]. В научной литературе материалы, посвященные машинам с многофазными статорными обмотками, появились еще в 60-х годах прошлого столетия. Так известны применения шестифазных обмоток в машинах систем возбуждения мощных синхронных генераторов [25], пятифазная обмотка использовалась в индукторных генераторах, выпускавшихся ОАО «Алтайский завод тракторного



электрооборудования» в качестве альтернативной запасной части к автомобилям марки ВАЗ (ОАО «АвтоВАЗ») [26]. Примерно в то же время появились и работы, посвященные многофазному асинхронному электроприводу [27]. Интерес к многофазным асинхронным двигателям вновь возрос благодаря активному внедрению преобразователей частоты в промышленности. В работах [28–35] представлены математические модели и приведены результаты моделирования асинхронных двигателей с числом фаз статора более пяти. Очевидными преимуществами увеличения количества фаз статора являются снижение фазных токов в обмотке статора и нагрева элементов конструкции, повышение развиваемого вращающего момента, устойчивости двигателя и его надежности. В статье [36] отмечается, что многофазные двигатели могут применяться в устройствах, где необходимо обеспечить высокий пусковой момент электродвигателя. Например, дробилки, приводы конвейеров, подъемно-транспортные механизмы, миксеры, электрический транспорт, буровые и металлообрабатывающие станки, прокатные станы и т.д. Большой пусковой момент может обеспечиваться изменением схемы подключения статорных обмоток [37], или методом формирования фазных напряжений [38, 39]. В [40] многофазные инверторные системы с фазно-полусным регулированием могут применяться в металлургических МГД-системах (электромагнитные индукционные насосы, электромагнитные перемешиватели расплавов в печах, металлоразливочных ковшах, кристаллизаторах), электромагнитных миксерах, предназначенных для электромагнитного перемешивания токопроводящих растворов и других жидких сред, электропривода колесного хода (например, электромобилей, робототехнических устройств и т.д.).

В работе [41] проанализирована эффективность распределения вращающих сил на направление вращения. Показано, что с увеличением количества фаз двигателя возрастает эффективность создания вращающего момента действующими МДС до 99,7861 %. Результаты, полученные в [42] показывают, что с увеличением количества фаз снижаются потери в двигателе. Тем не менее,

на сегодняшний день в отечественном серийном производстве доминируют однофазные и трехфазные асинхронные двигатели.

В начале 2000-х гг. компанией Chorus Motors (Великобритания) применение многофазных электрических двигателей было практически реализовано для электрической тяги гражданских воздушных судов. Разработанная компанией технология наземной тяги для самолетов WheelTug [43], представляющая собой встраиваемые в шасси воздушного судна тяговые двигатели, питающиеся от бортовой вспомогательной силовой установки и управляемые из кабины пилотов, постепенно привлекает все больше авиаперевозчиков. Экономия затрат на топливо, безопасность и снижение уровня загрязнения окружающей среды являются одними из главных преимуществ использования такой системы при движении самолета на земле по сравнению с реактивной тягой. Система WheelTug обеспечивает движение самолета без использования реактивной тяги и дополнительных буксиров со скоростью до 40 км/ч.

Представив, сколько рейсов, коммерческих и военных, совершается ежедневно и сколько при этом сжигается топлива – во время движения на взлетно-посадочную полосу, на стоянку – и учтя прочие наземные перемещения, можно представить какую экономию можно получить, оборудовав самолет этой системой.

На рисунке 1.2 представлен график годовой экономии топлива для различных моделей самолета компании Боинг.

Первые испытания системы были проведены на воздушном судне Боинг-737, предоставленном компанией Delta Air Lines (США). Установка системы не потребовала никаких изменений в конструкции данного самолета. Отличительными особенностями применяемых в WheelTug двигателей является большое количество фаз и «плоская» конструкция, когда диаметр статора намного превышает его длину.

Сегодня двигатели Chorus Motors реализуются в качестве опытной коммерческой разработки. Оборудование предоставляется заказчику без первоначального взноса на условиях последующей выплаты 50% процентов от

экономленных благодаря внедрению технологии финансовых средств. Подробные технические характеристики выпускаемых двигателей в свободном доступе отсутствуют.

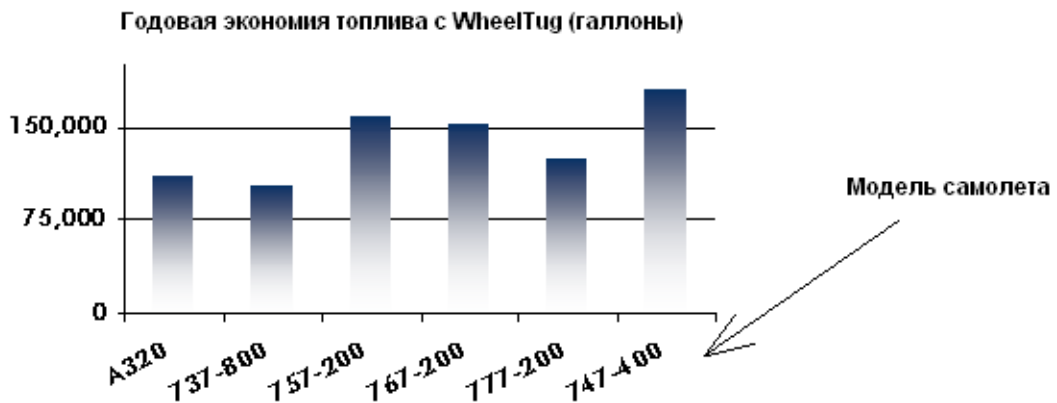


Рисунок 1.2 – Годовая экономия топлива при оборудовании самолетов Боинг системой WheelTug.

Помимо энергетической составляющей для тягового электропривода крайне важна стабильность работы при провалах напряжения. Трехфазные двигатели чувствительны к провалам напряжения 15-20%. В настоящее время провалы напряжений в тяговых сетях могут составлять до 45%.

Показателем чувствительности двигателя к провалам напряжения является коэффициент запаса статической устойчивости  $K_{ЗСТ}$  [44]

$$K_{ЗСТ} = \frac{M_{\max} - M_c}{M_c} \cdot 100\%,$$

где  $M_{\max}$  – максимальный момент двигателя;  $M_c$  – момент нагрузки на валу двигателя.

При этом максимальный момент асинхронного двигателя прямо пропорционален квадрату питающего напряжения  $U$

$$M_{\max} \sim U^2.$$

На рисунке 1.3 приведена зависимость момента асинхронного двигателя от скольжения для двух значений питающего напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , причем  $U_2 < U_1$ . Снижение питающего напряжения приводит к снижению устойчивости двигателя.

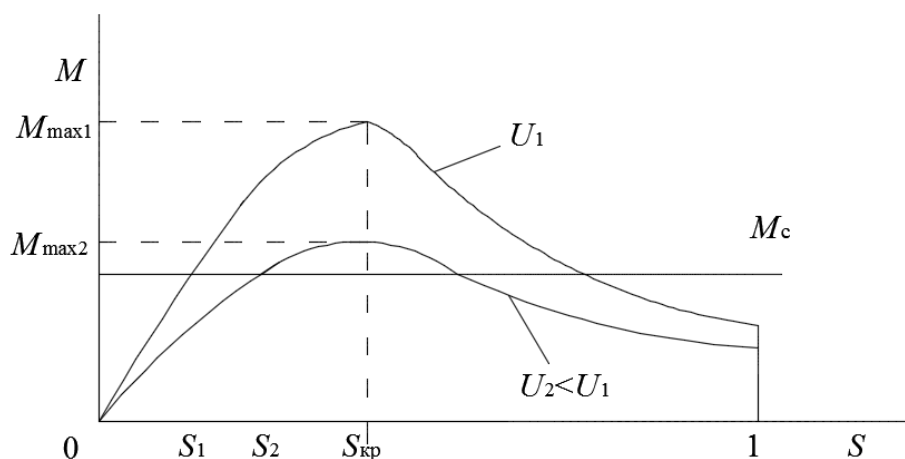


Рисунок 1.3 – Снижение максимального момента асинхронного двигателя при снижении питающего напряжения

С другой стороны, максимальный момент  $M_{\max}$  прямо пропорционален количеству фаз двигателя  $m$ . В таблице 1.1 приведены расчетные данные о кратности максимального момента для асинхронных двигателей одинаковой мощности (170 кВт) и габаритов, но с разным количеством фаз статора, спроектированных по методике [45]. При этом видно, что с повышением количества фаз  $m$ , данный коэффициент растет. Так как повышается кратность максимального момента двигателя.

Таблица 1.1 – Кратность максимального момента асинхронного электродвигателя в функции числа фаз

Количество фаз статора $m$	3	9	12	15	24
Кратность максимального момента $M_{\max} / M_{\text{ном}}$	3	9	11	14	21

Таким образом, многофазные асинхронные двигатели, имеющие много большую кратность максимального момента, чем обычные трехфазные двигатели, менее чувствительны к снижению напряжения.

Стремление повышения надежности частотно-регулируемого электропривода становится еще одной предпосылкой к применению многофазных асинхронных двигателей. Вопросы построения на их основе надежных

электроприводов с многофазными преобразователями частоты рассмотрены в работах [46–52]. В статье [52] приведены расчеты надежности для трех, шести, девяти и 12-фазных двигателей. Авторами отмечается возможность сохранения работоспособности многофазных двигателей при отключении (обрыве) одной или даже нескольких фаз обмотки статора.

Таким образом, наиболее исследованными конструкциями многофазных асинхронных двигателей являются двигатели с пятью [53], шестью [54, 55], девятью [52], 12 и 15 [56] фазами статора. Потенциал повышения энергоэффективности двигателей с большим количеством фаз пока изучен недостаточно.

Помимо рассмотренного до сих пор пути улучшения характеристик тягового электропривода путем усовершенствования вращающихся электрических машин и их систем управления, в последнее время активно ведутся исследования применения линейных электрических машин для оптимизации параметров привода автономных транспортных средств и источников питания [57, 58].

Степень электрификации территорий является ключевым фактором в развитии региона, страны в целом. Несмотря на то, что практически вся обжитая территория Российской Федерации на сегодняшний день охвачена электрическими сетями Единой и автономных энергетических систем, остаются территории, лишенные централизованного электроснабжения. Зачастую источниками электричества в таких районах служат дизель-генераторные установки. Электрические генераторы, спаренные с двигателем внутреннего сгорания (ДВС), широко используются в качестве мобильных источников электроэнергии, а также как резервные источники питания. Набирающие популярность гибридные транспортные средства также имеют в основе спаренные ДВС и электромотор. В общем случае поступательное движение поршней ДВС преобразуется кривошипно-шатунным механизмом во вращательное движение, передаваемое валу электрической машине. Средний КПД установок на базе ДВС невысок, и со времен изобретения двигателя

инженеры пытаются улучшить этот показатель. Применение линейных электрических машин в сочетании с ДВС позволяет избавиться от кривошипно-шатунного механизма в процессе передачи движения от поршней двигателя на вал электрогенератора, и наоборот. Такое максимальное сращивание узлов преобразователя энергии позволяет снизить потери на трение и износ механических передач.

Как и в случае вращающихся машин, возможность улучшения характеристик электропривода за счет увеличения числа фаз двигателя привлекает немало внимания. Среди работ, посвященных исследованиям различных конструкций активных элементов линейных машин [59–69], можно выделить работы [61–65], в которых отмечаются преимущества использования многофазных линейных двигателей и генераторов для электрического транспорта и автономных источников энергии. Научный вклад в исследование линейных двигателей-генераторов внесли А.А. Кецарис [67], В.Е. Высоцкий [58, 66], В.Р. Ruddy [64], Г.С. Тамоян [69], Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов [70] и др.

Таким образом, в настоящее время повышение эксплуатационных свойств тяговых электроприводов с использованием нетрадиционных типов тяговых двигателей является важной научной проблемой, которую необходимо решить для создания конкурентоспособных новых видов транспорта, а научно-исследовательские и практические работы, посвященные решению данной проблемы, несомненно, актуальны. Одним из решений данной проблемы может стать внедрение в тяговый электропривод многофазных электрических машин. При этом вопросы теоретических и фундаментальных исследований, направленных на разработку и поиск оптимальных конструктивных решений, несмотря на большое количество публикаций, посвященных исследованию многофазных электрических двигателей, проработаны недостаточно.

## 1.5 Выводы

1. Улучшение характеристик тяговых электродвигателей и линейных электрических машин является актуальной задачей в развитии магистрального, городского железнодорожного транспорта, а также автономных транспортных средств и источников питания.

2. Доля двигателей переменного тока в тяговом электроприводе неуклонно возрастает. При этом преимущественное применение имеют асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и частотным регулированием.

3. Перспективным направлением усовершенствования тяговых двигателей является увеличение количества фаз статора, при этом характеристики двигателей с большим количеством фаз статора (15 и более) изучены недостаточно.

## 2 ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ МНОГОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

### 2.1 Выбор количества фаз двигателя с учетом конструктивных ограничений

При проектировании электродвигателей для транспортных средств предъявляются особые требования к габаритам машины ввиду ограниченности пространства, доступного для ее размещения. Так при разработке многофазного электродвигателя с целью замены существующего двигателя соблюдение данных ограничений будет обеспечено при изготовлении многофазного двигателя на основе существующего двигателя. При этом наиболее простым и менее затратным способом увеличения количества фаз существующего двигателя является перемотка статора трехфазного асинхронного двигателя. Но при этом максимальное количество фаз  $m$ , реализуемое в машине, ограничено количеством пазов статора  $Z_s$  и их размером.

Количество пазов статора  $Z_s$  асинхронного двигателя можно выразить формулой

$$Z_s = 2pmq_s, \quad (2.1)$$

где  $p$  – число пар полюсов двигателя;  $q_s$  – число пазов на полюс и фазу статора.

Из формулы (2.1) можно выразить допустимое количество фаз статора  $m$

$$m = \frac{Z_s}{2pq_s}. \quad (2.2)$$

Таким образом, с одной стороны оно ограничено числом полюсов  $2p$  и числом пазов на полюс и фазу  $q_s$ . Как правило, в трехфазных двигателях число пазов на полюс и фазу  $q_s$  превышает единицу. Тогда при сохранении такого же числа полюсов в существующем статоре максимальное количество фаз соответствует  $q_s = 1$ .



Вторым ограничивающим фактором является размер паза статора, а именно его ширина  $b_{\text{пс}}$  и высота  $h_{\text{пс}}$ , в который для сохранения неизменным номинального напряжения необходимо уложить такое же количество витков обмотки фазы  $w_s$ , как и в трехфазном двигателе.

Так как с увеличением количества фаз  $m$  снижается токовая нагрузка на фазу, то становится возможным уменьшение сечения  $S$  проводников в обмотке с сохранением допустимой плотности тока  $j_s$ .

Число витков в обмотке статора асинхронного двигателя можно записать как

$$w_s = q_s N_{\text{пс}}, \quad (2.3)$$

где  $N_{\text{пс}}$  – число проводников в пазу.

Число проводников в пазу статора  $N_{\text{пс}}$  равно

$$N_{\text{пс}} = k_3 \frac{h_{\text{пс}} b_{\text{пс}}}{S}, \quad (2.4)$$

где  $k_3$  – коэффициент заполнения паза.

Плотность тока в проводнике статора  $j_s$

$$j_s = \frac{I_s}{S}.$$

При увеличении фаз до количества  $m$  и сохранении общей мощности  $P_{\text{потр}m}$ , потребляемой всеми фазами, и фазного напряжения статора  $U_s$  на уровне трехфазного двигателя  $P_{\text{потр}3}$ , ток фазы  $I_{sm}$  будет равен

$$I_{sm} = \frac{P_{\text{потр}3}}{m} = \frac{3I_{s3}}{m},$$

где  $I_{s3}$  – ток в фазе трехфазного двигателя.

Таким образом, при сохранении плотности тока  $j_s$  неизменной, сечение проводника  $S_m$   $m$ -фазной обмотки составит величину

$$S_m = \frac{3S_3}{m}, \quad (2.5)$$

где  $S_3$  – сечение проводника трехфазной обмотки.

Учитывая, что число витков на фазу не изменяется, и используя формулы (2.3) и (2.4), запишем следующее соотношение для трехфазной и  $m$  фазной обмоток

$$q_{s3}k_{33} \frac{h_{\text{ПС}}b_{\text{ПС}}}{S_3} = q_{sm}k_{3m} \frac{h_{\text{ПС}}b_{\text{ПС}}}{S_m}, \quad (2.8)$$

где  $q_{s3}$ ,  $q_{sm}$  – число пазов на полюс и фазу в трехфазном и  $m$  фазном двигателе;  $k_{33}$ ,  $k_{3m}$  – коэффициент заполнения паза в трехфазном  $m$  фазном двигателе;  $S_3$  – сечение проводника в обмотке трехфазного двигателя.

Подставив в соотношение (2.6) формулу (2.5), получим

$$q_{s3}k_{33} \frac{h_{\text{ПС}}b_{\text{ПС}}}{S_3} = q_{sm}k_{3m} \frac{mh_{\text{ПС}}b_{\text{ПС}}}{3S_3}. \quad (2.7)$$

Ограничивающим фактором в данном выражении можно считать коэффициент заполнения паза  $k_{3m}$ , который не может превышать единицу, а с учетом необходимости изолирования проводников друг от друга и от стенок паза, реальная величина  $k_{3m}$  находится в пределах 0,7–0,75. Выразив  $m$  из выражения (2.7), получим

$$m = \frac{3q_{s3}k_{33}}{k_{3m}q_{sm}}. \quad (2.8)$$

Используя формулы (2.2) и (2.8) можно рассчитать возможность выполнения  $m$  фазной машины на основе имеющегося трехфазного двигателя.

С другой стороны повышение энергетических характеристик многофазных асинхронных двигателей для регулируемого электропривода, проектируемых на основе общепромышленных асинхронных двигателей, возможно и при изменении геометрии зубцовой зоны статора. Особенности проектирования сердечника статора, ротора, зубцовых зон статора и ротора, обмоток, оптимизации магнитного потока в воздушном зазоре, корпуса машины посвящены работы [53, 55, 56, 70–77].

При изготовлении  $m$  фазной обмотки в заданных габаритах двигателя главными ограничивающими факторами являются размеры статора, а именно его

внутренний диаметр  $D_s$  и магнитные характеристики материалов статора и ротора, определяющие допустимые значения магнитной индукции в зубце статора  $B_{3s}$ . Также для изготовления обмотки ограничивающим фактором является минимальный размер проводника. Таким образом, максимальное количество фаз, во-первых, ограничено минимальным сечением провода  $S_{\min}$  и допустимой плотностью тока  $j_s$

$$m = \frac{P_{\text{потр}m}}{U_s j_s S_{\min} \eta \cos \varphi}, \quad (2.9)$$

где  $\cos \varphi$  – коэффициент мощности двигателя.

С другой стороны количество фаз  $m$ , реализуемое в заданных габаритах, ограничено допустимым числом пазов статора  $Z_{sm}$

$$Z_{sm} = \frac{\pi D_s}{t_{3sm}}, \quad (2.10)$$

где  $t_{3sm}$  – зубцовое деление статора.

Ширина паза статора  $b_{псм}$  ограничивается допустимой величиной магнитной индукции в зубце статора  $B_{3s}$ .

Ширина зубца статора  $b_{3sm}$  выражается формулой

$$b_{3sm} = \frac{B_{\delta} t_{3sm}}{B_{3s}}, \quad (2.11)$$

где  $B_{\delta}$  – величина магнитной индукции в воздушном зазоре.

Ширина паза статора  $b_{псм}$  с учетом формул (2.1), (2.10), (2.11) равна

$$b_{псм} = t_{3sm} - \frac{B_{\delta} t_{3sm}}{B_{3s}} = t_{3sm} \left( 1 - \frac{B_{\delta}}{B_{3s}} \right) = \frac{\pi D_s}{2 p m q_s} \left( 1 - \frac{B_{\delta}}{B_{3s}} \right). \quad (2.12)$$

Из формулы (2.12) можно вывести ограничение для индукции в воздушном зазоре двигателя. Она не может превышать  $B_{3s}$ , то есть

$$B_{\delta} < B_{3s}. \quad (2.13)$$

Количество витков в фазе двигателя выражается формулой

$$w_s = \frac{pk_E U_s}{4k_\phi B_\delta D_s l_s k_{обс} f_s}. \quad (2.14)$$

Для сохранения величины напряжения  $U_s$  двигателя, частоты тока статора  $f_s$  и числа пар полюсов  $p$ , необходимо обеспечить сохранение соотношения

$$\frac{w_s}{B_\delta} = \frac{pk_E U_s}{4k_\phi D_s l_s k_{обс} f_s},$$

где  $k_E$  – коэффициент, показывающий отношение напряжения к ЭДС статора;  $k_\phi$  – коэффициент формы;  $k_{обс}$  – обмоточный коэффициент статора.

Высота паза статора  $h_{псм}$  ограничена габаритами статора и высотой спинки статора  $h_{ссм}$

$$h_{псм} = \frac{D_{внс} - D_s}{2} - h_{ссм},$$

где  $D_{внс}$  – внешний диаметр сердечника статора.

Высота спинки статора  $h_{ссм}$  ограничена допустимой величиной магнитной индукции в спинке статора  $B_{cs}$

$$h_{ссм} = \frac{B_\delta D_s}{2pB_{cs}}.$$

С учетом (2.13) выражение (2.12) можно переписать как

$$h_{псм} = \frac{D_{внс} - D_s}{2} - \frac{B_\delta D_s}{2pB_{cs}}. \quad (2.15)$$

Согласно формуле (2.14) величина индукции в воздушном зазоре ограничена величиной

$$B_\delta < \frac{(D_{внс} - D_s) B_{cs} p}{D_s}. \quad (2.16)$$

При этом полученные размеры паза  $b_{псм}$  и  $h_{псм}$  должны обеспечивать размещение требуемого количества проводников с сохранением допустимой величины поперечного сечения  $S_{\min}$

$$w_s S_{\min} = k_{зм} h_{псэф} b_{псэф}, \quad (2.17)$$

где  $h_{\text{ПСЭФ}}$  и  $b_{\text{ПСЭФ}}$  – высота и ширина паза, уменьшенные на величину изоляционных прокладок.

Толщина изоляционных прокладок определяется номинальным напряжением.

$$h_{\text{ПСЭФ}} = h_{\text{ПСМ}} - h_{\text{ИЗОЛ}}, \quad (2.18)$$

$$b_{\text{ПСЭФ}} = b_{\text{ПСМ}} - b_{\text{ИЗОЛ}}. \quad (2.19)$$

С учетом формул (2.18) и (2.19) с использованием формул (2.12) и (2.15) получим формулы ограничения магнитной индукции в воздушном зазоре

$$B_{\delta} < B_{3s} \left( 1 - b_{\text{ИЗОЛ}} \frac{2pmq_s}{\pi D_s} \right), \quad (2.20)$$

И

$$B_{\delta} < \frac{2pB_{cs}}{D_s} \left( \frac{D_{\text{ВНС}} - D_s}{2} - h_{\text{ИЗОЛ}} \right) \quad (2.21)$$

С учетом формул (2.12), (2.14), (2.15), (2.18) (2.19) из выражения (2.17) можно выразить максимальное количество фаз  $m$

$$m = \frac{\pi D_s k_{\phi} B_{\delta} D_s l_s k_{\text{обс}} f_s (B_{3s} - B_{\delta}) \left[ p B_{cs} (D_{\text{ВНС}} - D_s - 2h_{\text{ИЗОЛ}}) - \right.}{pq_s B_{3s} S_{\text{min}} p k_E U_s + 2k_{\phi} B_{\delta} D_s l_s k_{\text{обс}} f_s k_{sm} b_{\text{ИЗОЛ}} \times} \\ \left. - B_{\delta} D_s \right] \times \left[ p B_{cs} (D_{\text{ВНС}} - D_s - 2h_{\text{ИЗОЛ}}) - B_{\delta} D_s \right]}{\quad} \quad (2.22)$$

Если ротор двигателя не подвергается изменениям, необходимо также учитывать ограничения на величину магнитной индукции в воздушном зазоре, накладываемые его конструкцией, а именно количеством пазов ротора  $Z_r$ , величиной его внешнего диаметра  $D_{\text{ВНр}}$ , принятыми высотой  $h_{\text{Пр}}$  и шириной паза  $b_{\text{Пр}}$ , а также допустимыми значениями индукции в зубце  $B_{3r}$  и спинке ротора  $B_{3r}$

Ширина паза ротора  $b_{\text{Пр}}$

$$b_{\text{Пр}} = \frac{\pi (D_{\text{ВНр}} - 2h_{\text{Пр}})}{Z_r} - \frac{B_{\delta}}{B_{3r}} \frac{\pi D_{\text{ВНр}}}{Z_r}.$$

Откуда магнитная индукция в воздушном зазоре  $B_{\delta}$

$$B_{\delta} < \left[ \frac{\pi(D_{\text{ВНр}} - 2h_{\text{Пр}})}{Z_r} - b_{\text{Пр}} \right] \frac{Z_r B_{3r}}{\pi D_{\text{ВНр}}}. \quad (2.23)$$

Высота паза спинки ротора  $h_{cr}$

$$h_{cr} = 0,5D_{\text{ВНр}} - 2h_{\text{Пр}}. \quad (2.24)$$

Высота спинки ротора  $h_{cr}$  определяет величину магнитной индукции в спинке ротора  $B_{cr}$

$$B_{cr} = \frac{B_{\delta} D_s}{2ph_{cr}}. \quad (2.25)$$

С учетом формул (2.24) и (2.25) индукция в воздушном зазоре ограничена величиной

$$B_{\delta} < \frac{2B_{cr} p (0,5D_{\text{ВНр}} - 2h_{\text{Пр}})}{D_s}. \quad (2.26)$$

С использованием выведенных соотношений можно определить область значений возможного количества фаз двигателя с учетом заданных параметров. Область значений имеет форму заштрихованной фигуры на рисунке 2.1. Формулы (2.2), (2.9) позволяют определить максимально возможное число фаз двигателя при сохранении зубцово-пазовой зоны статора (линия  $a$ ) и с учетом минимально возможного сечения проводника (линия  $b$ ). Использование формул (2.13), (2.16), (2.21), (2.23), (2.26) позволяет определить максимально допустимую величину магнитной индукции воздушном зазоре  $B_{\delta\text{max}}$  (линия  $c$ ). Исследование изменения расположения линий  $d$  и  $e$ , построенных по формулам (2.20) и (2.22) соответственно для различных значений входящих в формулы параметров показало, что кривая  $e$  всегда располагается левее кривой  $d$ , и поэтому для определения области допустимых значений количества фаз  $m$  достаточно построить только линию  $d$ .

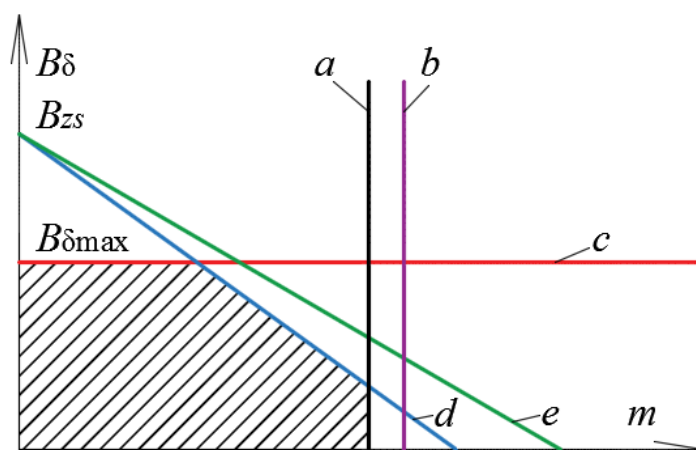


Рисунок 2.1 – Область допустимых значений количества фаз двигателя в зависимости от заданных параметров

Снижение величины магнитной индукции в машине при сохранении ее габаритов ведет к недоиспользованию материалов и ухудшению эксплуатационных характеристик, поэтому для обеспечения лучших энергетических показателей следует выбирать количество фаз двигателя, соответствующее максимально возможной величине магнитной индукции в воздушном зазоре  $B_{\delta\max}$ .

## 2.2 Выполнение многофазной статорной обмотки в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором

По пространственному положению обмоток фаз по окружности статора многофазные двигатели могут быть с симметрично и несимметрично расположенными обмотками [78]. Под симметричным расположением понимается размещение обмоток с пространственным сдвигом магнитных осей  $\gamma$ , равным  $\frac{2\pi}{m}$ . При  $\gamma$ , отличном от  $\frac{2\pi}{m}$ , обмотка считается несимметричной. Пространственное расположение обмоток связано с типом обмотки, принятым в машине. Многофазная обмотка, как и традиционная трехфазная [79, 80], может быть выполнена в один или несколько слоев. При выполнении однослойной обмотки несимметричное расположение обмоток характерно для двигателей с

четным количеством фаз. Так как при этом в машине невозможно расположить обмотки вдоль расточки статора соответственно их фазным зонам (например, зона первой фазы, противоположная на 180 градусов, должна быть занята зоной фазы  $m/2$ ). При двухслойной обмотке в одном пазу становится возможным расположение обмоток диаметральных фаз в разных слоях.

Для обеспечения возможности размещения максимального количества фаз в асинхронном двигателе в обмотке статора на каждую фазу и полюс должно приходиться по одному пазу. Обмотка фазы состоит из одной катушки, стороны которой уложены в два паза. При таком выполнении однослойной обмотки для каждой фазы предназначен свой номер паза. Для обмотки с диаметральной шагом на основной гармонике для получения  $2p=2$  полюсов вторая сторона обмотки фазы должна располагаться в пазу с порядковым номером  $X$  между фазами с порядковыми номерами

$$\frac{m}{2} + N - 1 < X < \frac{m}{2} + N, \quad (2.27)$$

где  $N$  – порядковый номер рассматриваемой фазы.

Если полученный номер превышает  $m$ , следует вычесть  $m$ .

При этом первые половины обмоток фаз располагаются по расточке статора в порядке следования фаз через один.

С применением MATLAB Simulink были смоделированы и проанализированы гармонические составы магнитодвижущих сил (МДС), образованных многофазными статорными обмотками с числом пазов на полюс и фазу равным единице. Для двигателей с четным количеством фаз были смоделированы однослойная и двухслойная обмотка соответственно с несимметричным и симметричным расположением обмоток фаз. При этом принято, что магнитная проницаемость стали бесконечно большая, кривая МДС изменяется скачком в местах расположения катушечных сторон, а на участках, лишенных тока, имеет горизонтальные участки. На рисунке 2.2а представлены графики МДС для двигателя с количеством фаз  $m=24$  в случае двухслойной обмотки и симметричного расположения фаз, на рисунке 2.2б представлен график



МДС 24-фазной однослойной обмотки с несимметричным расположением фаз соответственно формуле (2.27), на рисунке 2.2в представлен график МДС 21-фазной однослойной обмотки с симметричным расположением фаз.

Искажение синусоидальной формы сигнала гармониками неосновной частоты численно можно оценить с помощью коэффициента гармонических искажений  $K_T$ .

Коэффициент гармонических искажений для 24-фазной обмотки с симметричным расположением фаз равен 7,57%, для 21-фазной обмотки  $K_T = 4,32\%$ , для 25-фазной обмотки  $K_T = 3,63\%$ . Для 24-фазной обмотки с несимметричным расположением фаз  $K_T = 3,8\%$ .

Полученные в результате моделирования распределения МДС различных многофазных обмоток с симметричным и несимметричным расположением фаз с числом пазов на полюс и фазу равным единице для случаев однослойной обмотки величины коэффициентов гармонических искажений представлены в таблице А.1 приложения А.

Таким образом, видно, что при четном количестве фаз симметричное расположение обмоток дает наибольшие искажения синусоидальной формы МДС. Гармонические искажения МДС несимметричной обмотки с четным количеством фаз сопоставимы с гармоническими искажениями МДС симметричной обмотки с нечетным количеством фаз с учетом того, что с ростом количества фаз гармонические искажения снижаются. Выполнение двухслойной обмотки в двигателях с нечетным количеством фаз позволит увеличить число пазов на полюс и фазу, а это, как известно, позволит еще больше снизить гармонические искажения.

При этом необходимо учитывать, что увеличение слоев обмотки значительно усложняет процесс ее изготовления, также снижает коэффициент заполнения паза проводниками, так как требуется наличие изоляционной прокладки между слоями.

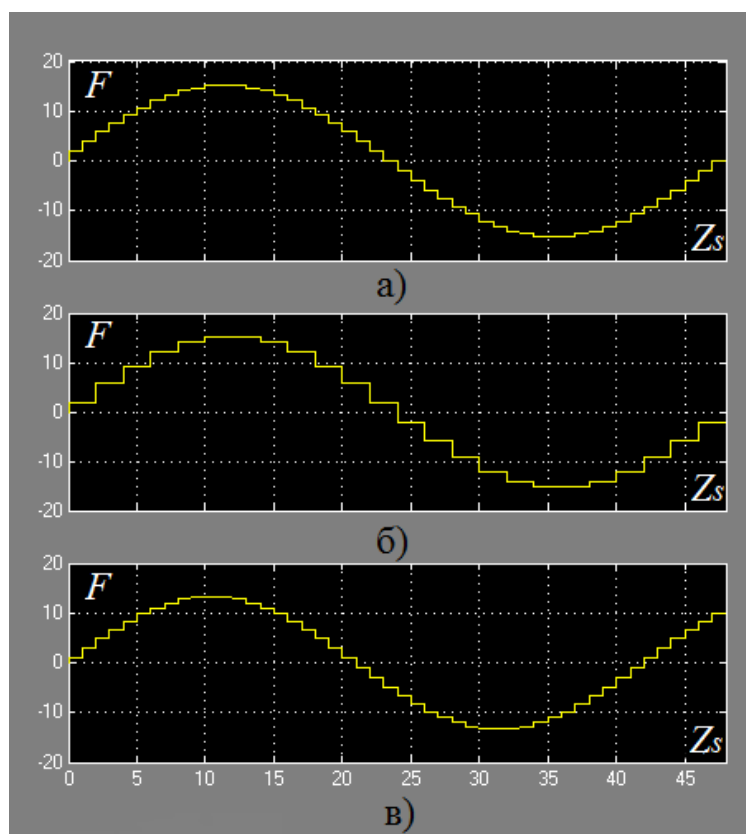


Рисунок 2.2 – Распределение магнитодвижущей силы вдоль расточки статора многофазных электродвигателей: а) с 24-фазной однослойной несимметричной обмоткой; б) с 24-фазной двухслойной симметричной обмоткой; в) с 21-фазной однослойной симметричной обмоткой

Анализ кривых фазных МДС двигателей с симметричной и несимметричной обмоткой показывают, что при четном количестве фаз и несимметричной обмотке, выполненной согласно формуле (2.27), несмотря на симметрию результирующей многофазной МДС, МДС единичной фазы имеет неравномерное распределение и содержит большой процент гармонических искажений. На рисунках 2.3 и 2.4 приведены кривые фазных МДС и результаты спектрального анализа методом преобразования Фурье для симметричной и несимметричной обмотки 24-фазного двигателя.

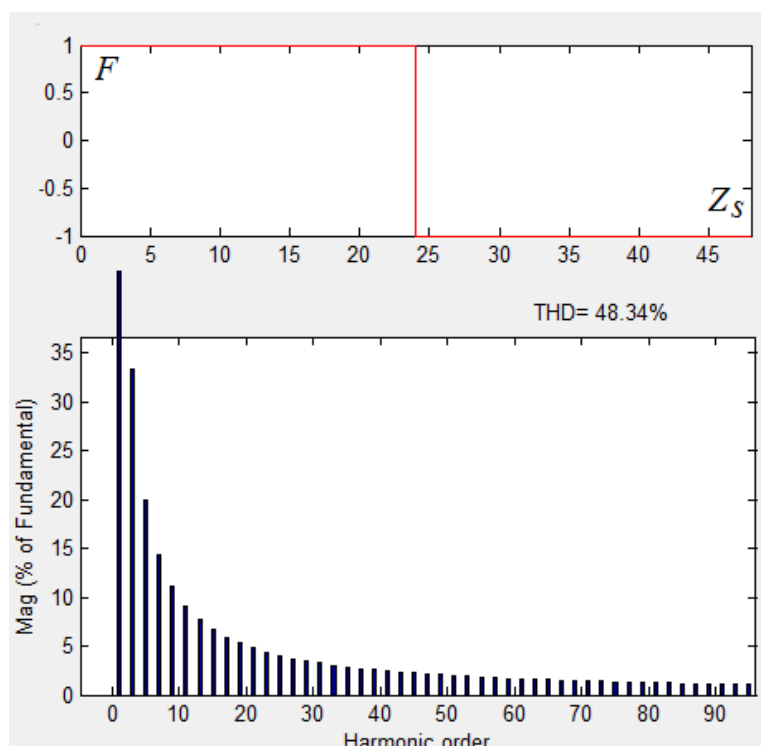


Рисунок 2.3 – Кривая фазной МДС и результаты спектрального анализа для симметричной обмотки 24-фазного двигателя

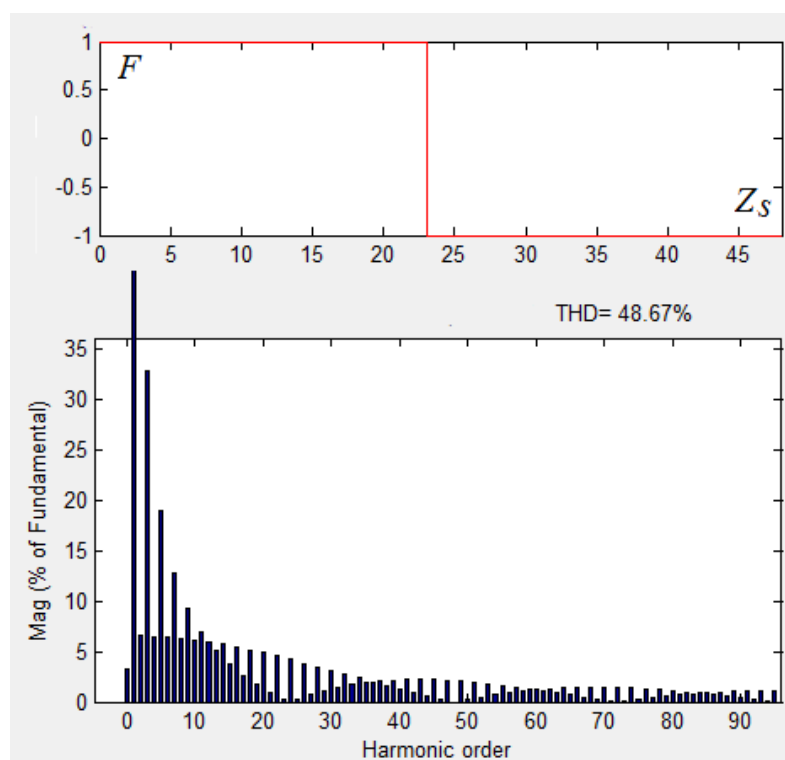


Рисунок 2.4 – Кривая фазной МДС и результаты спектрального анализа для несимметричной обмотки 24-фазного двигателя

Таким образом, несмотря на то, что результирующая кривая МДС многофазной обмотки с несимметричным расположением обмоток фаз имеет

близкую к синусоидальной форму и не содержит четных гармоник, кривые МДС отдельных фаз характеризуются высоким содержанием четных гармоник.

Выше сказанное позволяет выработать следующие рекомендации для выбора способа выполнения многофазных обмоток:

1) Однослойная обмотка может быть рекомендована как наиболее простая в изготовлении при обеспечении приемлемой величины гармонических искажений кривой МДС в воздушном зазоре.

2) Двухслойная обмотка может быть рекомендована как средство улучшения синусоидальности кривой МДС в воздушном зазоре с учетом того, что в пазах не должны находиться стороны катушек фаз с диаметрально расположенными магнитными осями.

3) Многофазные обмотки с нечетным количеством фаз обеспечивают лучшую синусоидальность МДС в воздушном зазоре машины.

## **2.3 Методика выбора количества фаз двигателя на основе оценки действия высших гармоник**

### **2.3.1 Многофазные электродвигатели в составе регулируемого электропривода**

Для внедрения электрического двигателя в любой технологический процесс, а также оптимизации режимов его работы, необходимо обеспечить возможность регулирования работы машины. В современных регулируемых трехфазных приводах с данной целью применяются полупроводниковые статические преобразователи частоты. В большинстве случаев преобразователи частоты построены по схеме двойного преобразования, то есть содержат звено постоянного тока (выпрямителя) и звено автономного инвертора напряжения (АИН). Звено постоянного тока состоит из неуправляемого выпрямителя и фильтра. Переменное напряжение питающей сети преобразуется в нем в напряжение постоянного тока. Силовой импульсный инвертор для трехфазного

электропривода содержит шесть транзисторных ключей. Каждая обмотка электродвигателя подключается через соответствующий ключ к положительному и отрицательному выводам выпрямителя. Инвертор осуществляет преобразование выпрямленного напряжения в трехфазное переменное напряжение нужной частоты и амплитуды, которое прикладывается к обмоткам статора электродвигателя. В выходных каскадах инвертора в качестве ключей сегодня используются силовые IGBT-транзисторы, так как по сравнению с тиристорами они имеют более высокую частоту переключения, что позволяет вырабатывать выходной сигнал квазисинусоидальной формы с минимальными искажениями [81].

Путем увеличения количества плеч инвертора на выходе преобразователя частоты возможно формировать напряжение с любым количеством фаз. Это позволяет рассматривать такие многофазные преобразователи в качестве возможных источников питания многофазных двигателей.

Принцип управления АД наряду с показателями в статических и динамических режимах, определяет энергетические и экономические характеристики системы управления, влияет на сложность ее реализации и стоимость ЭП. Таким образом, при выборе способа управления многофазным ЭП переменного тока необходимо решать комплексную задачу, учитывая требования к динамике, энергетике привода, величине диапазона плавного регулирования скорости, возможности технической реализации, степени сложности системы управления и другим технико-экономическим показателям.

В настоящее время преобразователи частоты преимущественно реализуют два метода управления – скалярный и векторный. При этом для каждого метода управления характерны свои методы формирования выходного напряжения АИН (синусоидальная (скалярная) широтно-импульсная модуляция (ШИМ), метод пространственной модуляции базовых векторов (Space Vector Modulation, SVM) – векторная ШИМ). Как отмечается в работе [82], оба метода формирования выходного напряжения – синусоидальная и векторная ШИМ по сложности реализации эквивалентны для трехфазных двигателей. В случае многофазных

инверторов синусоидальная ШИМ оказывается более приемлемым способом вследствие своей простоты. Так как в случае скалярной ШИМ управление осуществляется каждой ветвью инвертора, а при векторной ШИМ определяется матрица состояний ключей, затрагивающая все ветви инвертора. В статье [55] показано, что более сглаженная форма МДС, уменьшенные пульсации момента, снижения потерь в роторе, увеличение эффективности зависят от сдвига фаз питающего напряжения и достигаются, когда сдвиг фаз питающих напряжений соответствует пространственному сдвигу магнитных осей обмоток фаз.

При увеличении количества фаз преобразователя пропорционально увеличивается количество ключей, которыми необходимо управлять. Реализация даже скалярной ШИМ потребует усложнения системы управления. В статье [77] были проработаны вопросы питания МАД от АИН с базовым законом коммутации ключей АИН, так как такой тип управления реализуется наиболее просто [15].

При питании асинхронного двигателя от автономного источника напряжения стандартной архитектуры (рисунок 2.5) с четным количеством фаз при базовом законе коммутации ключей выходные фазные напряжения имеют прямоугольную форму (рисунок 2.6). Вид выходного фазного напряжения при нечетном количестве фаз изображен на рисунке 2.7.

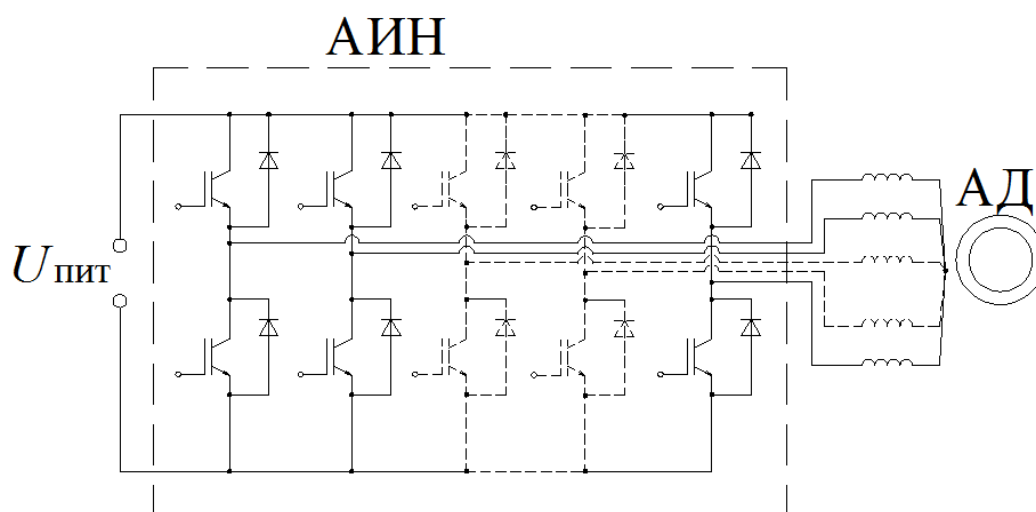


Рисунок 2.5 – Питание многофазного АД от АИН

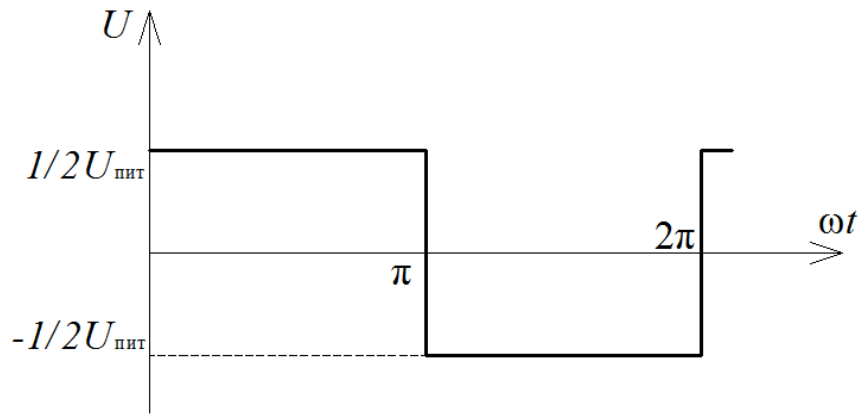


Рисунок 2.6 – Напряжение первой фазы двигателя с четным количеством фаз

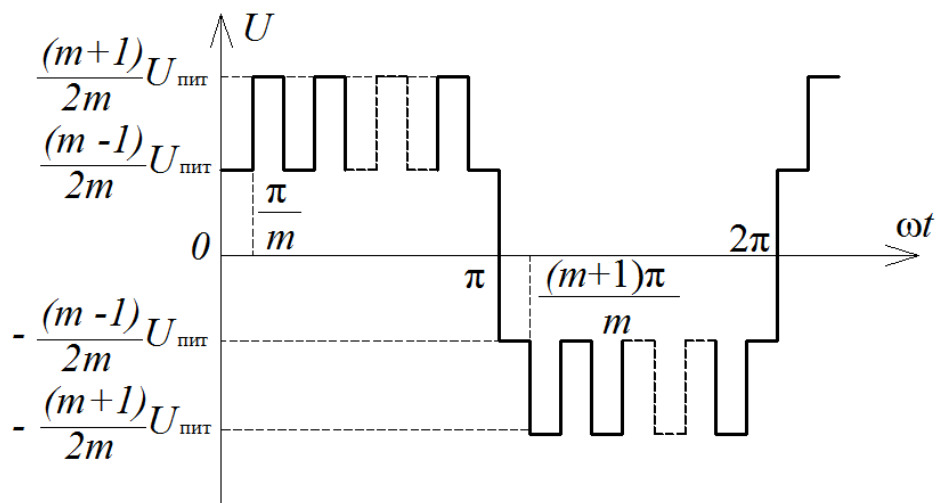


Рисунок 2.7 – Напряжение первой фазы двигателя с нечетным количеством фаз

В таблицах 2.2 и 2.3 для примера представлены диаграммы состояний ключей 6-фазного и 9-фазного мостовых инверторов, отражающие порядок переключения в соответствии с базовым законом коммутации. Интервалы времени, в течение которых ключ фазы находится в открытом (проводящем) состоянии, заштрихованы и подчеркнуты жирными горизонтальными линиями. Индексы строк соответствует номеру фазы и номеру ключа в плече фазы (например, 41 и 42 – первый и второй ключи фазы 4). Индексы столбцов обозначают временные промежутки. Длина каждого промежутка равна  $t = \frac{T}{2m}$ , где  $T$  – период выходного напряжения. В соответствии с данными диаграммами каждый из ключей находится в непрерывно включенном состоянии в течение полупериода выходной частоты.

Таблица 2.2 – Диаграмма состояний ключей 6-фазного мостового АИН

	1	2	3	4	5	6
11	■	■	■			
12				■	■	■
21		■	■	■		
22	■				■	■
31			■	■	■	
32	■	■				■
41				■	■	■
42	■	■	■			
51	■				■	■
52		■	■	■		
61	■	■				■
62			■	■	■	

Таблица 2.3 – Диаграмма состояний ключей 9-фазного мостового АИН

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
11	■	■	■	■	■	■	■	■	■									
12										■	■	■	■	■	■	■	■	■
21			■	■	■	■	■	■	■	■	■							
22	■											■	■	■	■	■	■	■
31					■	■	■	■	■	■	■	■	■					
32	■	■	■											■	■	■	■	■
41															■			
42	■	■	■	■	■											■	■	■
51										■	■	■	■	■	■	■	■	■
52	■	■	■	■	■	■	■	■	■									■
61	■										■	■	■	■	■	■	■	■
62		■	■	■	■	■	■	■	■	■								
71	■	■	■										■	■	■	■	■	■
72			■	■	■	■	■	■	■	■	■	■						
81	■	■	■	■	■										■	■	■	■
82					■	■	■	■	■	■	■	■	■	■				
91	■	■	■	■	■	■	■											■
92							■	■	■	■	■	■	■	■	■	■		

При нечетном количестве фаз количество выступов  $N$  на кривой фазного напряжения зависит от количества фаз и может быть вычислено по формуле:

$$N = N' - 1,$$



где  $N' = \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor$  – целое число, полученное по правилам математического округления.

Также кривая фазного напряжения для нечетного количества фаз обладает следующими свойствами. Величина напряжения в пределах полупериода чередуется  $m$  раз. Величина первой и последней ступени в пределах полупериода составляет меньшее по модулю возможное напряжение, вторая ступень – большее по модулю напряжение.

В общем виде разложение указанного сигнала в ряд Фурье будет иметь вид:

$$U(t) = \frac{2U_{\text{пит}}}{\pi m} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \left[ N + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^{k-1} \cos \frac{k\pi v}{m} + N \cdot \cos \pi v \right] \cdot \sin v\omega t,$$

где  $U_{\text{пит}}$  – величина питающего напряжения постоянного тока в АИН;  $\omega$  – угловая частота первой гармоники питающего напряжения;  $t$  – время.

В спектре немодулированного выходного фазного напряжения (рисунок 2.6) преобразователя частоты с четным количеством фаз будут присутствовать все нечетные гармоники высших порядков. Спектральный анализ сигнала, изображенного на рисунке 2.7, средствами MATLAB Simulink дал результаты, в спектре выходного фазного напряжения содержатся все нечетные гармоники, кроме гармоник, кратных количеству фаз.

Таким образом, значительное содержание гармонических в выходном напряжении многофазного преобразователя частоты с базовым законом коммутации ключей ставит задачу оценки параметров работы многофазного асинхронного двигателя в таких условиях.

### 2.3.2 Высшие гармоники в многофазном двигателе

При описании процесса преобразования энергии в асинхронном двигателе основное внимание уделяется воздушному зазору между неподвижной и движущейся частями машины, так как основное электромагнитное поле

сосредоточенно именно здесь. Для удобства описания асинхронная машина идеализируется и все электрические и магнитные переменные, характеризующие поле в воздушном зазоре, представляются синусоидально зависящими от временных и пространственных координат. Но в действительности в воздушном зазоре асинхронной машины существует бесконечный спектр гармоник поля.

Временными называют гармоники, которые попали в воздушный зазор со стороны выводов машины (несинусоидальность напряжения, ударные нагрузки, нелинейной изменение момента во времени, тепловые удары) [84]. Пространственными называют гармоники, появившиеся из-за конструктивных особенностей и нелинейности параметров машины, наличия зубцов на статоре и роторе, несинусоидального распределения МДС и других технологических факторов [85]. При этом деление гармоник на временные и пространственные достаточно условно. Все гармоники связаны с энергией поля и не могут рассматриваться вне пространства и времени [86].

Исследованию вопроса учета пространственно-временных гармоник при описании асинхронных двигателей посвящено немало работ. В работе [87] авторы предлагают использовать коэффициенты совместимости, учитывающие взаимовлияние обоих типов гармоник. Согласно альтернативной методике расчета механических характеристик при всей совокупности пространственно-временных гармоник, имеющих место в асинхронном двигателе, изложенной в [88], учет пространственно-временных гармоник предлагается производить методом суперпозиции. Согласно этому методу реальный двигатель заменяется совокупностью условных двигателей, питаемых напряжениями соответствующих временных гармоник. В свою очередь, каждый условный двигатель временной гармоники представлен статорной цепью и совокупностью условных роторных контуров, в которых действуют токи соответствующих пространственных гармоник.

Каждая временная гармоника  $v(t)$  токов, протекающих по обмоткам двигателя, создает в воздушном зазоре ряд пространственных гармоник

магнитной индукции порядков  $\nu(\alpha)$ . На рисунке 2.8 приведено распределение МДС в воздушном зазоре машины, создаваемой обмоткой фазы 1, для некоторого момента времени  $t$ . При этом магнитная проницаемость стали принята бесконечно большой, кривая изменяется скачком в местах расположения катушечных сторон, а на участках, лишенных тока, имеет горизонтальные участки. Таким образом, при диаметрально расположенных пазах и диаметральном шаге обмотки статора, кривая магнитного поля в воздушном зазоре далека от синусоидальной.

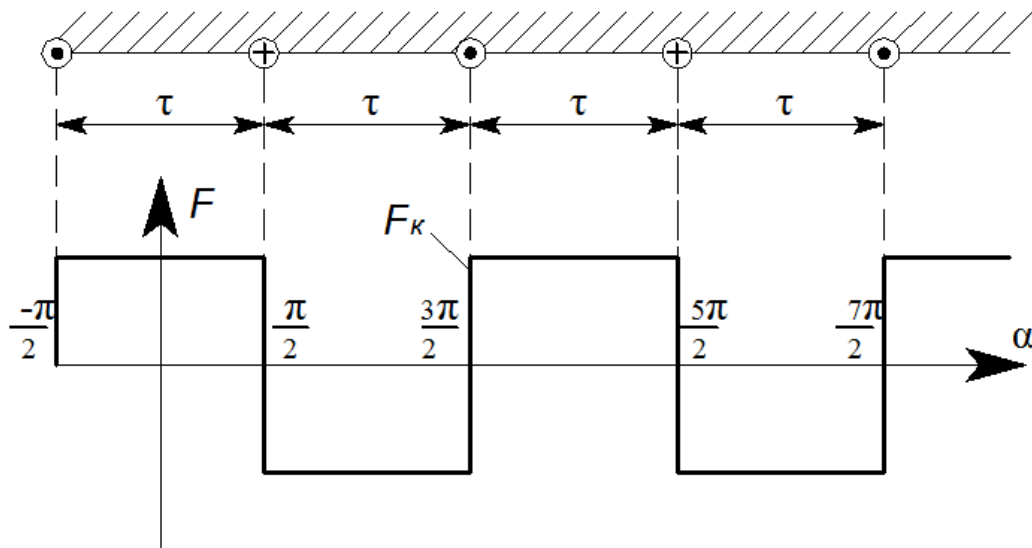


Рисунок 2.8 – Распределение МДС в воздушном зазоре асинхронного двигателя.

Прямоугольный сигнал МДС  $F$  можно разложить в ряд Фурье

$$F = \frac{4}{\pi} F_k \left( \cos \alpha + \frac{1}{3} \cos 3\alpha + \frac{1}{5} \cos 5\alpha + \dots + \frac{1}{\nu(\alpha)} \cos \nu(\alpha) \alpha \right),$$

где  $F_k$  – амплитуда МДС;  $\nu(\alpha)$  – порядковый номер пространственной гармоники;  $\alpha$  – угол, характеризующий пространственное положение обмотки фазы.

Систему фазных токов временной  $\nu(t)$  гармоники можно записать в виде

$$\begin{cases} I_{1v(t)} = I_{v(t)\max} \sin(v(t)\omega t) \\ I_{2v(t)} = I_{v(t)\max} \sin(v(t)\omega t - v(t)\gamma) \\ I_{3v(t)} = I_{v(t)\max} \sin(v(t)\omega t - 2v(t)\gamma) \\ \dots \\ I_{mv(t)} = I_{v(t)\max} \sin(v(t)\omega t - (m-1)v(t)\gamma), \end{cases}$$

где  $I_{1v(t)}, I_{2v(t)}, I_{3v(t)}, \dots, I_{mv(t)}$  –  $m$ -фазная система токов;  $\gamma = \frac{2\pi}{m}$  – угол фазового сдвига;  $I_{v(t)\max}$  – амплитуда  $v(t)$  гармоники тока.

Система фазных токов временной  $v(t)$  гармоники с учетом пространственной координаты  $\alpha$  и пространственной гармоники  $v(\alpha)$ , принимая, что обмотки фаз располагаются вдоль расточки статора соответственно своему фазовому сдвигу  $\gamma$

$$\begin{cases} I_{1v(t,\alpha)} = I_{v(t,\alpha)\max} \sin(v(t)\omega t) \cos(v(\alpha)\alpha) \\ I_{2v(t,\alpha)} = I_{v(t,\alpha)\max} \sin(v(t)\omega t - v(t)\gamma) \cos(v(\alpha)(\alpha - \gamma)) \\ I_{3v(t,\alpha)} = I_{v(t,\alpha)\max} \sin(v(t)\omega t - 2v(t)\gamma) \cos(v(\alpha)(\alpha - 2\gamma)) \\ \dots \\ I_{mv(t,\alpha)} = I_{v(t,\alpha)\max} \sin(v(t)\omega t - (m-1)v(t)\gamma) \cos(v(\alpha)(\alpha - (m-1)\gamma)), \end{cases} \quad (2.28)$$

где  $I_{v(t,\alpha)\max}$  – амплитуда  $v(t,\alpha)$  гармоники фазного тока.

Используя известную тригонометрическую формулу произведения синуса на косинус, каждый член системы (2.28) можно представить в следующем виде

$$\begin{aligned} I_{v(t,\alpha)\max} \sin(v(t)\omega t - v(t)\gamma_k) \cos(v(\alpha)\alpha_k) &= \frac{1}{2} I_{v(t,\alpha)\max} \cos(v(t)\omega t - \\ &- v(t)\gamma_k - v(\alpha)\alpha_k) + \frac{1}{2} I_{v(t,\alpha)\max} \cos(v(t)\omega t - v(t)\gamma_k + v(\alpha)\alpha_k), \end{aligned} \quad (2.29)$$

где  $\gamma_k = (k-1)\gamma$ ,  $\alpha_k = \alpha - (k-1)\gamma$ .

Каждый из членов правой части равенства представляет собой вращающуюся волну, которая распределена в пространстве вдоль координаты  $\alpha$  по синусоидальному закону и имеет амплитуду  $I_{v(t,\alpha)\max}$ .

Для них справедливы равенства

$$\cos(v(t)\omega t - v(t)\gamma_k - v(\alpha)\alpha_k) = \text{const}, \quad (2.30)$$

$$\cos(v(t)\omega t - v(t)\gamma_k + v(\alpha)\alpha_k) = \text{const}. \quad (2.31)$$

Продифференцировав по времени равенства (2.30), (2.31) получим угловые скорости вращения волн, выраженные в электрических радианах в секунду

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{v(t)\omega}{v(\alpha)}, \quad \frac{d\alpha}{dt} = -\frac{v(t)\omega}{v(\alpha)}.$$

Таким образом, первое слагаемое правой части уравнения (2.29) представляет собой бегущую прямую волну, а второе – обратную волну.

Анализ гармоник тока показал, что прямые волны токов всех фаз являются синусоидами, сдвинутыми относительно друг друга на угол  $(v(t) - v(\alpha))\gamma$ , а обратные являются синусоидами, сдвинутыми относительно друг друга на угол  $(v(t) + v(\alpha))\gamma$ .

Возможные случаи значения углов для прямых гармоник:

1) Гармоники  $v(t) - v(\alpha) = im$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$  Для этих гармоник угол сдвига равен  $(v(t) - v(\alpha))\gamma = im\gamma = im\frac{2\pi}{m} = 2\pi i$ . Они складываются.

2) Гармоники  $v(t) - v(\alpha) \neq im$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$  Для этих гармоник угол сдвига всегда равен определенному числу  $(v(t) - v(\alpha))\frac{2\pi}{m}$ , система токов и их сумма равна нулю.

Возможные случаи значения углов для обратных гармоник:

1) Гармоники  $v(t) + v(\alpha) = im$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$  Для этих гармоник угол сдвига равен:  $(v(t) + v(\alpha))\gamma = im\gamma = im\frac{2\pi}{m} = 2\pi i$ . Они складываются.

2) Гармоники  $v(t) + v(\alpha) \neq im$ ,  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$  Для этих гармоник угол сдвига всегда равен определенному числу  $(v(t) + v(\alpha))\frac{2\pi}{m}$ , система токов симметрична и их сумма равна нулю.

Обобщенная формула гармоник поля, присутствующих в воздушном зазоре многофазного двигателя, будет выглядеть как

$$v(t) \pm v(\alpha) = im, \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.32)$$

Ограничивая учитываемые гармоники  $v(\alpha)$  и  $v(t)$  только гармониками нечетного порядка, их сумма или разность должна быть четным числом, то есть  $\frac{im}{2} = N$ . Возможны следующие случаи:

1)  $m$  – четное. Тогда  $\frac{im}{2} = N$  при любом  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$

2)  $m$  – нечетное. Тогда  $\frac{im}{2} = N$  при  $i = 0, 2, 4, \dots$

Таким образом, выражение (2.32) можно привести для случаев нечетного (2.33) [33] и четного (2.34) количества фаз к виду

$$v(t) \pm v(\alpha) = 2im, \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad (2.33)$$

$$v(t) \pm v(\alpha) = im, \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.34)$$

Так как временные гармоники являются первичными (относительно процесса появления преобразования энергии в электрических машинах), формулы (2.33) и (2.34) можно преобразовать следующим образом:

$$v(\alpha)_i = v(t) \pm 2mi,$$

$$v(\alpha)_i = v(t) \pm mi,$$

где  $i = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ , знак «+» обозначает поле, вращающееся однонаправленно с полем основной гармоники, знак «-» обозначает поле, вращающееся в противоположном направлении.

### 2.3.3 Скорость вращения магнитных полей, созданных высшими временными и пространственными гармониками в многофазном асинхронном двигателе

Моделирование в среде MATLAB Simulink распределения МДС, созданных многофазными обмотками, в воздушном зазоре двигателей с количеством фаз 15, 21, 30, 45, 48, 54, 57, 60, 69 при питании обмоток гармониками тока от 1 до 21 включительно подтвердило, что с увеличением количества фаз растет порядок образующихся пространственных гармоник [33, 89, 90]. Кроме того, с изменением порядка временной гармоники изменяется число пар полюсов магнитного поля, образующегося в многофазном двигателе. Эта особенность многофазных двигателей нашла практическое применение в работе системы WheelTug [43], где скорость вращения двигателя регулируется изменением числа полюсов посредством изменения фазового сдвига между токами, протекающих в определенных пазах статора. В таблице 2.4 приведены сведения о количестве полюсов для двигателей с разным количеством фаз.

Таблица 2.4 – Количество пар полюсов, образующихся под действием временных гармоник питающего напряжения в многофазных двигателях.

		Порядок гармоники										
		1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
Количество фаз	3	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
	9	2	6	10	14	18	14	10	6	2	2	6
	12	2	6	10	10	6	2	2	6	10	10	6
	15	2	6	10	14	18	22	26	30	26	22	18
	18	2	6	10	14	18	14	10	6	2	2	6
	21	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
	30	2	6	10	14	18	22	26	30	26	22	14
	45	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
	48	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
	54	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
	57	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
	60	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42
69	2	6	10	14	18	22	26	30	34	38	42	

Из таблицы 2.4 следует, что чем больше количество фаз, тем шире диапазон регулирования скорости электродвигателя путем изменения фазового сдвига питающих напряжений. При этом в двигателях с нечетным количеством фаз возможно получить большее число полюсов, чем в двигателях с близким по значению четным количеством фаз. В общем случае двигатель с нечетным количеством фаз статора  $m$  обеспечивает такой же диапазон изменения количества полюсов как двигатель с четным количеством фаз статора  $2m$ . Однако при изменении количества полюсов изменяется и гармонический состав результирующей МДС в воздушном зазоре. Форма кривой приближается к прямоугольной форме, а, следовательно, ухудшаются энергетические показатели двигателя. Поэтому при определении целесообразности регулирования скорости вращения двигателя путем изменением угла фазового сдвига питающих напряжений необходима оценка величины дополнительных потерь, возникающих в двигателе в режимах работы с измененным количеством полюсов.

Для определения механической частоты вращения магнитного поля  $n_{v(t,\alpha)}$ , созданного пространственно-временной гармоникой  $v(t,\alpha)$ , можно использовать формулу [88]:

$$n_{v(t,\alpha)} = 60 \cdot f_1 \cdot \frac{v(t)}{v(\alpha) \cdot p_1} \quad (2.35)$$

где  $f_1$  – частота основной гармоники тока;  $p_1$  – число пар для основной гармоники.

Приняв, что в многофазном двигателе угловой сдвиг между фазными токами статора равен  $\frac{2\pi}{m}$ , был проведен анализ направления и скорости вращения магнитных полей, созданных временными гармониками разных порядков (от 1 до 21 включительно) для двигателей с количеством фаз статора 9, 12, 15, 18, 21, 24, 36, 48 полученные данные были опубликованы в материалах [83]. В том случае не учитывались пространственные гармоники.



Анализ частот вращения магнитных полей с учетом пространственно-временных гармоник представлен в таблицах 2.5 – 2.6.

В таблице 2.5 приведены номера пространственно-временных гармоник  $v(t, \alpha)$  и синхронные скорости вращения магнитных полей этих гармоник  $n_{v(t, \alpha)}$  для 12-фазного двигателя, в таблице 2.6 – для 15-фазного двигателя.

Таблица 2.5 – Частоты вращения  $n_{v(t, \alpha)}$  пространственно-временных гармоник  $v(t, \alpha)$  магнитных полей в воздушном зазоре МАД ( $m=12$ )

$v(t)$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$
1	(1,1)	$n_1$	(1,11)	$-n_1/11$	(1,13)	$n_1/13$	(1,23)	$-n_1/23$
3	(3,3)	$n_1$	(3,9)	$-n_1/3$	(3,15)	$n_1/5$	(3,21)	$-n_1/7$
5	(5,5)	$n_1$	(5,7)	$-5n_1/7$	(5,17)	$5n_1/17$	(5,19)	$-5n_1/19$
7	(7,5)	$-7n_1/5$	(7,7)	$n_1$	(7,17)	$-7n_1/17$	(7,19)	$7n_1/19$
9	(9,3)	$-3n_1$	(9,9)	$n_1$	(9,15)	$-3n_1/5$	(9,21)	$-3n_1/7$

Таблица 2.6 – Частоты вращения  $n_{v(t, \alpha)}$  пространственно-временных гармоник  $v(t, \alpha)$  магнитных полей в воздушном зазоре МАД ( $m=15$ )

$v(t)$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$	$v(t, \alpha)$	$n_{v(t, \alpha)}$
1	(1,1)	$n_1$	(1,29)	$-n_1/29$	(1,31)	$n_1/31$	(1,59)	$-n_1/59$
3	(3,3)	$n_1$	(3,27)	$-n_1/9$	(3,33)	$n_1/11$	(3,57)	$-n_1/57$
5	(5,5)	$n_1$	(5,25)	$-n_1/5$	(5,35)	$n_1/7$	(5,55)	$-n_1/11$
7	(7,7)	$n_1$	(7,23)	$-7n_1/23$	(7,37)	$7n_1/37$	(7,53)	$-7n_1/53$
9	(9,9)	$n_1$	(9,21)	$-n_1/7$	(9,39)	$3n_1/13$	(9,51)	$-3n_1/17$

В многофазных двигателях высшие гармоники порядком ниже количества фаз статора, и имеющие наибольшую амплитуду, создают магнитные поля, вращающиеся синхронно с полем основной гармоники.

Скольжение для пространственно-временных гармоник можно выразить как

$$s_{v(t, \alpha)} = \frac{(n_{v(t, \alpha)} \mp n_r)}{n_{v(t, \alpha)}} = \frac{\left( n_1 \cdot \frac{v(t)}{v(\alpha)} \mp n_1(1-s_1) \right)}{n_1 \cdot \frac{v(t)}{v(\alpha)}} = 1 \mp \frac{v(t)}{v(\alpha)}(1-s_1), \quad (2.36)$$

где  $n_1$  – скорость вращения поля основной гармоники статора;  $n_r$  – скорость вращения ротора;  $s_1$  – скольжение для основной гармоники статора; знак «+» относится к полям, направление вращения которых противоположно направлению вращения ротора.

Для двигателей с большим количеством фаз поля высших гармоник, имеющие наибольшую амплитуду, например, соответствующее временной гармонике  $v(t)=3$  поле пространственной гармоники  $v(\alpha)=3$  в 15-фазном двигателе, характеризуется скольжением  $s_{v(3,3)} = s_1$ .

### 2.3.4 Влияние высших пространственно-временных гармоник на электромагнитный момент многофазного асинхронного двигателя

Данный подраздел посвящен методике оценки совместного влияния пространственно-временных гармоник на создание асинхронных моментов в многофазных двигателях.

Ток статора многофазного асинхронного двигателя с количеством фаз статора  $m$  и числом пар полюсов  $2p$  на основной гармонике можно выразить следующим выражением [33] с учетом временных гармоник  $v(t)$  и пространственных  $v(\alpha)$ :

$$i_m(v(t), v(\alpha)) = \sum_{v(t)}^{\infty} \sum_{v(\alpha)}^{\infty} I_{v(t,\alpha)\max} \cos(v(t)\omega t \pm v(\alpha)\alpha - (m-1)(v(t) \mp v(\alpha))\gamma).$$

Созданные такими токами магнитные поля при взаимодействии создают в асинхронном двигателе электромагнитные моменты двух видов — постоянные и колебательные [91].

Постоянные электромагнитные моменты возникают при взаимодействии магнитных полей статора и ротора одного порядка, а колебательные – в результате взаимодействия магнитных полей статора и ротора, имеющих разный порядковый номер, а также при взаимодействии магнитного поля основной гармоники с магнитными полями высших гармоник. Постоянные моменты также

называют асинхронными, так как эти моменты по своему воздействию на элементы двигателя аналогичны основному вращающему электромагнитному моменту асинхронного двигателя. В работах [91–93] образование постоянных и колебательных моментов рассматривается для временных и пространственных гармоник отдельно.

В зависимости от направления вращения поля соответствующей гармоники, создаваемый ею асинхронный момент  $M_{v(t,\alpha)}$  может совпадать с направлением момента основной гармоники  $M_1$ , или может действовать в обратном направлении. Результирующий асинхронный момент складывается из всех действующих на ротор асинхронных моментов

$$M_{v(t,\alpha)\text{рез}} = \sum_{v(t,\alpha)}^{\infty} M_{v(t,\alpha)}.$$

Как отмечается в [93], асинхронные моменты высших пространственно-временных гармоник искажают механическую характеристику электрической машины. Причем, при пуске наиболее опасными являются прямо вращающиеся поля, при торможении – обратно вращающиеся.

Искажение механической характеристики происходит из-за несовпадения скольжений величин скольжений высших пространственно-временных гармоник и скольжения основной гармоники. С другой стороны, когда скольжения одинаковы – искажение механической характеристики зависит только от направления вращения поля. Если оно совпадает с основным, то искажения не происходит.

В многофазных двигателях, с количеством фаз более шести, гармоники, начиная с третьей, амплитуда которых более значительна, образуют синхронно вращающиеся однонаправленные поля. То есть они не искажают механическую характеристику.

В таблице 2.7 приведены скорости вращения ротора для разных временных гармоник (до 11 включительно), соответствующие точке нулевого скольжения

пространственно-временных гармоник. Серым выделены гармоники, искажающие механическую характеристику при пуске.

Таблица 2.7 – Скорости вращения ротора, соответствующие нулевому скольжению пространственно-временных гармоник

$m$	$v(t)/v(\alpha)$	1	5	7	11	13
1	2	3	4	5	6	7
3	1	$n_1$	$-n_1/5$	$n_1/7$	$-n_1/11$	$n_1/13$
	5	$n_1$	$-5n_1$	$5n_1/11$	$-5n_1/7$	$-5n_1/13$
	7	$n_1$	$7n_1$	$-7n_1/5$	$-7n_1/11$	$7n_1/13$
	11	$n_1$	$11n_1/5$	$-11n_1$	$-11n_1/7$	$-11n_1/13$
6	1	$n_1$	$-n_1/11$	$n_1/13$	—	—
	3	$n_1$	$-n_1/3$	—	—	—
	5	$n_1$	$-5n_1/7$	—	—	—
	7	$n_1$	$-7n_1/5$	—	—	—
	9	$n_1$	$-3n_1$	—	—	—
	11	$n_1$	$-11n_1$	$-11n_1/13$	—	—
9	1	$n_1$	—	—	—	—
	3	$n_1$	—	—	—	—
	5	$n_1$	$-9n_1/13$	—	—	—
	7	$n_1$	$-7n_1/11$	—	—	—
	11	$n_1$	$-11n_1/7$	—	—	—
12	1	$n_1$	$-n_1/11$	$n_1/13$	—	—
	3	$n_1$	$-n_1/3$	—	—	—
	5	$n_1$	$-5n_1/7$	—	—	—
	7	$n_1$	$-7n_1/5$	—	—	—
	9	$n_1$	$-3n_1$	—	—	—
	11	$n_1$	$-11n_1$	$-11n_1/13$	—	—
15	1	$n_1$	—	—	—	—
	3	$n_1$	—	—	—	—
	5	$n_1$	—	—	—	—
	7	$n_1$	—	—	—	—
	9	$n_1$	—	—	—	—
	11	$n_1$	—	—	—	—
18	1	$n_1$	—	—	—	—
	3	$n_1$	—	—	—	—
	5	$n_1$	$-5n_1/13$	—	—	—
	7	$n_1$	$-7n_1/11$	—	—	—
	9	$n_1$	$-n_1$	—	—	—
	11	$n_1$	$-11n_1/7$	—	—	—

Продолжение табл.2.7

21	1	$n_1$	—	—	—	—
	3	$n_1$	—	—	—	—
	5	$n_1$	—	—	—	—
	7	$n_1$	—	—	—	—
	9	$n_1$	—	—	—	—
	11	$n_1$	—	—	—	—
24	1	$n_1$	—	—	—	—
	3	$n_1$	—	—	—	—
	5	$n_1$	—	—	—	—
	7	$n_1$	—	—	—	—
	9	$n_1$	—	—	—	—
	11	$n_1$	$-11n_1/13$	—	—	—

Из таблицы 2.7 видно, что в многофазных двигателях гармоники полей, создающих асинхронные моменты, искажающие механическую характеристику в пусковом режиме, значительно меньше, чем в трехфазном двигателе. Кроме того, при нечетном количестве фаз искажающих гармоник меньше, чем при четном количестве фаз.

Среднее значение электромагнитного момента асинхронного двигателя можно вычислить по формуле:

$$M = \frac{mU_s^2 \frac{r'_r}{s}}{\omega_0 \left[ \left( r_s + \frac{r'_r}{s} \right)^2 + (x_s + x'_r)^2 \right]}, \quad (2.37)$$

где  $U_s$  – фазное напряжение статора;  $s$  – скольжение;  $r_s$ ,  $x_s$  – активное и индуктивное сопротивление статора;  $r'_r$ ,  $x'_r$  – приведенные активное и индуктивное сопротивление ротора;  $\omega_0$  – угловая скорость вращения поля статора.

Такой вид имеет формула электромагнитного момента при рассмотрении первой временной гармоники  $v(t)=1$  и первой пространственной гармоники  $v(\alpha)=1$ .

Рассмотрим, как изменяется формула при рассмотрении первой временной гармоники и пятой пространственной  $v(1, 5)$  гармоники в многофазном двигателе.

Скорость вращения гармоники по формуле (2.35)  $n_{v(1, 5)} = \frac{n_1}{5}$ .

Скольжение пятой гармоники по формуле (2.36)  $s_{v(1, 5)} = 1 - 5 \frac{n_2}{n_1}$ .

При этом необходимо учитывать уменьшение амплитуды напряжения для пятой пространственной гармоники кратно ее порядковому номеру. Остальные параметры формулы (2.37) для пространственных гармоник не меняются, так как временная частота протекающих токов неизменна. С учетом изложенного асинхронный момент для пятой пространственной и первой временной гармоники  $v(1, 5)$  запишется как

$$M_{v(1, 5)} = \frac{m \left( \frac{U_{s1}}{5} \right)^2 \frac{r'_{r1}}{1 - 5 \frac{n_2}{n_1}}}{\omega_0 \left[ \left( r_{s1} + \frac{r'_{r1}}{1 - 5 \frac{n_2}{n_1}} \right)^2 + (x_{s1} + x'_{r1})^2 \right]},$$

где  $U_{s1}$  – фазное напряжение статора первой временной гармоники;  $r_{s1}$ ,  $x_{s1}$  – активное и индуктивное сопротивление статора на первой временной гармонике;  $r'_{r1}$ ,  $x'_{r1}$  – приведенные активное и индуктивное сопротивление ротора на первой временной гармонике.

Теперь рассмотрим пятую временную гармонику и первую пространственную гармонику  $v(5, 1)$ .

Скорость вращения пятой временной гармоники  $n_{v(5, 1)} = 5n_1$ .

Скольжение пятой временной гармоники  $s_{v(5, 1)} = 1 - \frac{(1 - s_1)}{5}$ .

С изменением частоты тока изменяется индуктивное сопротивление обмотки статора  $x_s$

$$x_{sv}(5,1) = v(t) \cdot 2\pi f_1 L_{\sigma 1} = 5 \cdot x_{s1}.$$

Аналогично изменяется индуктивное сопротивление обмотки ротора  $x_r$

$$x_{rv}(5,1) = 5x_{r1}.$$

Активные сопротивления обмоток с изменением частоты тока также изменяются [94]. Это изменение в первом приближении пропорционально квадратному корню из порядкового номера временной гармоники

$$r_{v(t)} = r_1 \sqrt{v(t)}.$$

С учетом приведенных зависимостей выражение (2.37) преобразуется к виду

$$M_{v(5,1)} = \frac{m \left( \frac{U_{s1}}{5} \right)^2 \frac{\sqrt{5}r'_{r1}}{1-\frac{(1-s_1)}{5}}}{5\omega_0 \left[ \left( \sqrt{5}r_{s1} + \frac{\sqrt{5}r'_{r1}}{1-\frac{(1-s_1)}{5}} \right)^2 + (5x_{s1} + 5x'_{r1})^2 \right]}.$$

Выражение для определения асинхронного момента, создаваемого пространственно-временной гармоникой  $v(t, \alpha)$  в обобщенном виде имеет вид

$$M_{v(t,\alpha)} = \frac{m \left( \frac{U_{s1}}{v(\alpha) \cdot v(t)} \right)^2 \frac{\sqrt{v(t)}r'_{r1}}{1-\frac{v(\alpha)}{v(t)}(1-s_1)}}{v(t)\omega_0 \left[ \left( \sqrt{v(t)}r_{s1} + \frac{\sqrt{v(t)}r'_{r1}}{1-\frac{v(\alpha)}{v(t)}(1-s_1)} \right)^2 + (v(t)x_{s1} + v(t)x'_{r1})^2 \right]}, \quad (2.38)$$

Полученная аналитическая зависимость (2.38) величину асинхронного электромагнитного момента многофазного асинхронного двигателя с учетом

высших пространственно-временных гармоник позволяет провести быструю оценку влияния высших гармоник на механическую характеристику двигателя.

### **2.3.5 Особенности учета высших гармоник при проектировании многофазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором**

Проектированию электрических машин посвящено довольно много технической литературы. Основные положения и алгоритмы расчетов по проектированию асинхронных электродвигателей можно найти в учебниках и справочниках [45, 76, 95, 96]. При этом данные методики включают не только аналитически выведенные формулы, но и большое число эмпирически полученных коэффициентов и зависимостей. Поскольку эти данные были получены из опыта эксплуатации трехфазных асинхронных двигателей, представляется интересной задача оценки применимости существующих методик и зависимостей к проектированию многофазных асинхронных двигателей.

Среди применяемых методик можно выделить три основных пути синтеза электрической машины: синтез машины, подобной изготовленному образцу; синтез на основании уравнения Арнольда; синтез в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам.

При разработке алгоритма и создании рассматриваемой программы автоматизированного проектного расчета многофазных асинхронных двигателей использованы элементы метода проектирования «синтез в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам» [45].

В общем случае проектирования трехфазного двигателя, имея в качестве исходных данных номинальное напряжение, скорость вращения и мощность двигателя, высоту оси вращения выбирают из рекомендованного ряда. Затем, задаваясь численными значениями рекомендованных электромагнитных нагрузок – линейной токовой нагрузкой  $A$  и величиной магнитной индукции в воздушном зазоре  $B_\delta$ , определяют остальные параметры машины. К проектированию многофазного асинхронного двигателя может применяться тот же подход, что и



для трехфазных двигателей [78], поскольку конструктивные изменения вносятся лишь в исполнение обмотки статора, и машины описываются одинаковыми уравнениями (разница заключается только в их количестве).

Но при определении некоторых величин методики, ориентированные на трехфазные двигатели, требуют уточнения. Отдельного внимания требует вычисление индуктивных сопротивлений статора и ротора, так как при их расчете учитывается действие высших гармоник поля, присутствующих в воздушном зазоре машины. Учет потоков рассеяния от высших гармоник при вычислении указанных сопротивлений осуществляется путем введения коэффициентов дифференциального рассеяния, которые выбираются по графикам, полученным из опыта эксплуатации трехфазных двигателей. В дальнейшем от точности определения этих сопротивлений зависит величина максимального момента, пускового момента, рабочих характеристик машины. Так как в многофазных электродвигателях гармонический состав МДС характеризуется гармониками высшего порядка, порядок которых растет с увеличением количества фаз, коэффициенты дифференциального рассеяния могут иметь другую величину [97].

В [45] проводимость дифференциального рассеяния обмотки статора рассчитывается как:

$$\lambda_{дс} = \frac{t_{zs}}{12\delta k_{\delta}} \xi_s,$$

где коэффициент  $\xi_s$  находят следующим образом.

При открытых пазах статора и отсутствии скоса статора или ротора

$$\xi_s = \left( 2 \frac{t_{zr}}{t_{zs}} - \frac{t_{zs}}{t_{zr}} \Delta_z \right) k_{\beta} - k_{обс}^2 \left( \frac{t_{zr}}{t_{zs}} \right)^2.$$

При полузакрытых или полуоткрытых пазах статора с учетом скоса пазов

$$\xi_s = 2k'_{ск} k_{\beta} - k_{обс}^2 \left( \frac{t_{zr}}{t_{zs}} \right)^2 (1 + \beta_{ск}^2),$$

где  $t_{zs}$  и  $t_{zr}$  – зубцовые деления статора и ротора;  $\Delta_z$  определяют по графикам рисунка 2.9, а;  $k_{\beta}$  – определяют в зависимости от укорочения шага

обмотки;  $\beta_{\text{СК}} = \frac{b_{\text{СК}}}{t_{z2}}$  – скос пазов, выраженный в долях зубцового деления ротора.

При отсутствии скоса пазов  $b_{\text{СК}} = 0$ ;  $k'_{\text{СК}}$  определяют по кривым рисунка 2.9, б (при отсутствии скоса пазов – по кривой соответствующей  $\beta_{\text{СК}} = 0$ ).

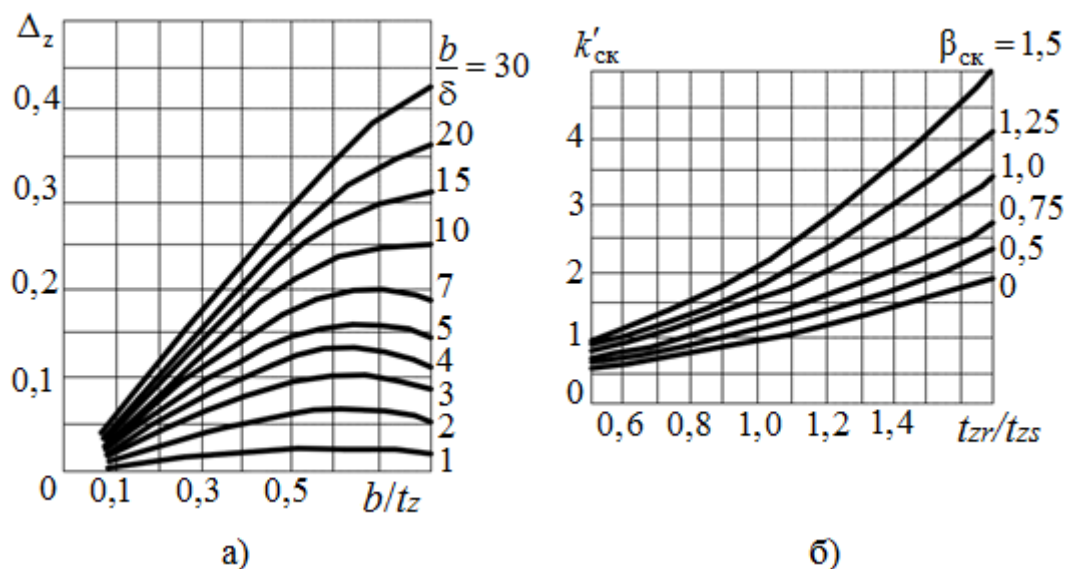


Рисунок 2.9 – Коэффициенты к расчету проводимости дифференциального рассеяния: а) коэффициент  $\Delta_z$  в зависимости от размерных соотношений ширины шлица паза  $b$ , зубцового деления  $t_z$  и величины воздушного зазора  $\delta$ ; б) коэффициент  $k'_{\text{СК}}$  в зависимости от соотношения  $t_{zr}/t_{zs}$  и относительного скоса пазов  $\beta_{\text{СК}}$  (источник: [45])

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния статора:

$$x_{\text{дс}} = 15,8 \frac{f_s}{100} \left( \frac{w_s}{100} \right)^2 \frac{l'_{\delta}}{pq_s} \lambda_{\text{дс}}. \quad (2.39)$$

$l'_{\delta}$  – расчетная длина поля рассеяния.

$$l'_{\delta} = l_s - 0,5n_{\text{вент}}b_{\text{вент}},$$

где  $l_s$  – полная длина сердечника статора вместе с вентиляционными каналами;  $n_{\text{вент}}$  и  $b_{\text{вент}}$  – количество и ширина радиальных вентиляционных каналов. Так как расположение радиальных вентиляционных каналов для статора и ротора одинаково, данная формула универсальна.

Проводимость дифференциального рассеяния короткозамкнутого ротора:

$$\lambda_{др} = \frac{t_{zr}}{12\delta k_{\delta}} \xi_r,$$

$$\xi_r = 1 + \frac{1}{5} \left( \frac{\pi p}{Z_r} \right)^2 - \frac{\Delta_z}{1 - (p / Z_r)^2}.$$

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния короткозамкнутого ротора:

$$x_{др} = 7,9 f_s l_{\delta}' \lambda_{др} \cdot 10^{-7}. \quad (2.40)$$

Проводимость дифференциального рассеяния статора согласно [92] определяется по формуле:

$$\lambda_{дс} = \frac{mq_s \tau l_s k_{обс}^2}{\pi^2 k_{\delta} \delta l_{\delta}'} k_{дм} (k_d - \Delta k_d).$$

В общем случае коэффициенты дифференциального рассеяния, определяющие отношение суммы ЭДС, наведенных высшими гармониками поля статора или ротора, к ЭДС, наведенной первой гармоникой того же поля, рассчитываются как [92]:

$$k_d = \frac{1}{k_{обс}^2} \sum_{v=2} \frac{k_{обv}^2}{v^2},$$

где  $k_{обс}$  – обмоточный коэффициент первой пространственной гармоники поля;  $v$  – порядок гармоники поля;  $k_{обv}$  – обмоточный коэффициент пространственной гармоники поля  $v$ .

Обмоточный коэффициент:

$$k_{обv} = k_{pv} k_{yv} = \frac{\sin \frac{v\pi}{2m}}{q \sin \frac{v\pi}{2mq}} \sin \frac{v\beta\pi}{2}, \quad (2.41)$$

где  $\beta = \frac{y}{\tau}$  – шаг обмотки;  $\tau = \frac{\pi D_s}{2p}$  – полюсное деление.

Для беличьей клетки  $k_{обс} = k_{обv} = 1$ , и тогда:

$$k_{dr} = \frac{\left(\frac{p\pi}{Z_r}\right)^2}{\sin^2 \frac{p\pi}{Z_r}} - 1. \quad (2.42)$$

Под влиянием пазов дифференциальное сопротивление уменьшается на некоторую величину [92]. Для фазных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу и для беличьей клетки  $k_d$  следует уменьшить на величину  $\Delta k_d$

$$\Delta k_{ds} = k_z \left(\frac{2p}{Z_s}\right)^2. \quad (2.43)$$

$$\Delta k_{dr} = k_z \left(\frac{2p}{Z_r}\right)^2. \quad (2.44)$$

где коэффициент  $k_z$  выбирается по рисунку 2.10.

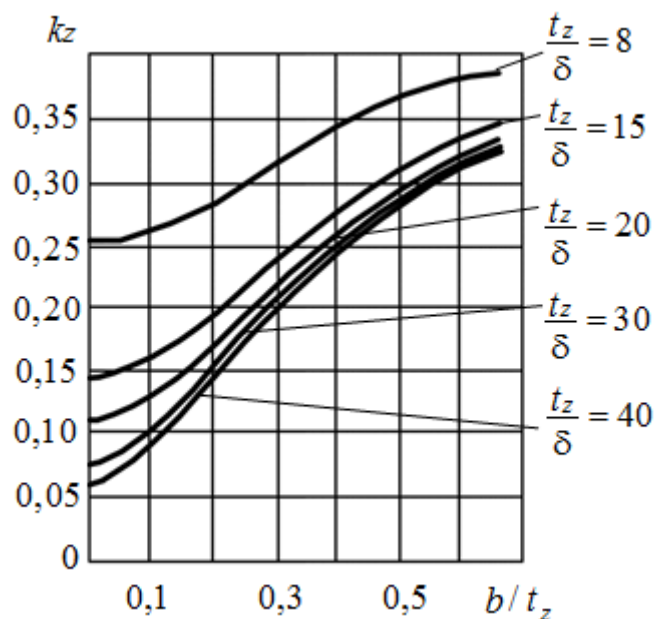


Рисунок 2.10 – Величина коэффициента  $k_z$  в зависимости от размерных соотношений ширины шлица паза  $b$ , зубцового деления  $t_z$  и величины воздушного зазора  $\delta$  (источник: [92])

При этом при массивном роторе, либо роторе с беличьей клеткой высшие гармоники создают токи в нем, которые имеют контуры, чтобы замкнуться и таким образом создают противодействующие поля, демпфирующие поля высших гармоник. В таком случае, коэффициент дифференциального рассеяния

необходимо уменьшить на некоторую величину, которая учитывается коэффициентом демпфирования  $k_{\text{дм}} < 1$ .

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния статора определяется аналогично формуле (2.39).

С учетом того, что для беличьей клетки  $m_r = Z_r$ ,  $k_{\text{обр}} = 1$ ,  $w_r = \frac{1}{2}$ , и приняв  $f_r = f_s$ , получаем для ротора:

$$\lambda_{\text{др}} = \frac{Z_r q_r \tau l_r}{\pi^2 k_s \delta l'_s} k_{\text{дм}} (k_{\text{д}} - \Delta k_{\text{д}}).$$

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния ротора вычисляется по формуле (2.40).

Для сравнения были проведены расчеты параметров асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с разным количеством фаз статора по методике №1 [45] и уточненной методике №2 [92]. Исходные данные для двигателей отличались только количеством фаз. Главные размеры, такие как диаметры статора ротора, количество пазов, также одинаковы. Рассчитанные варианты отличаются лишь размерами пазов статора и проводниками его обмотки.

Полученные результаты расчета индуктивных сопротивлений статора и ротора двигателей с разным количеством фаз представлены на рисунках 2.11 и 2.12. На рисунках 2.13 и 2.14 приведены зависимости кратности пускового

момента  $M_{\text{п}*} = \frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{ном}}}$  и максимального момента (перегрузочной способности)

$M_{\text{max}*} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}}$  двигателей с разным количеством фаз.

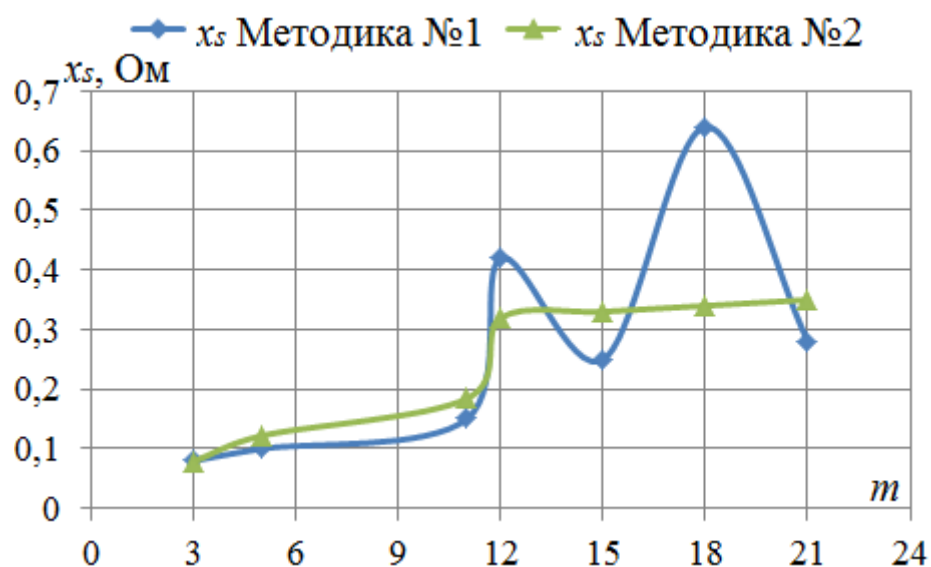


Рисунок 2.11 – Зависимость индуктивного сопротивления статора  $x_s$  двигателя от количества фаз  $m$

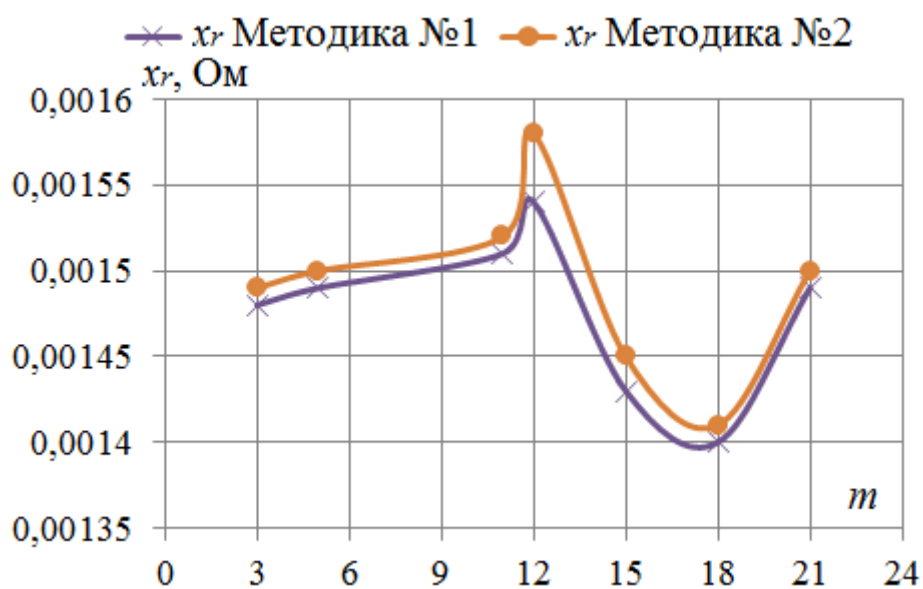


Рисунок 2.12 – Зависимость индуктивного сопротивления ротора  $x_r$  двигателя от количества фаз  $m$

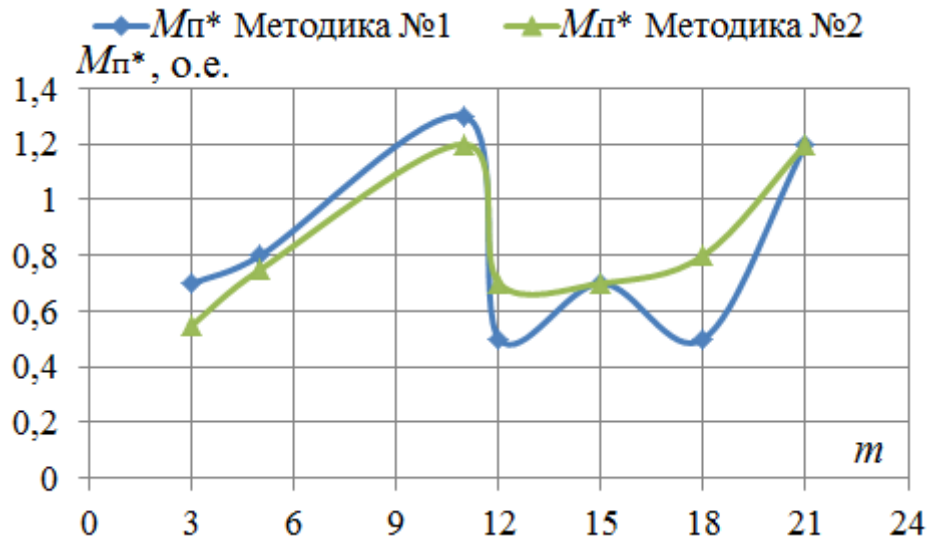


Рисунок 2.13 – Зависимость кратности пускового момента  $M_{п*}$  двигателя от количества фаз  $m$

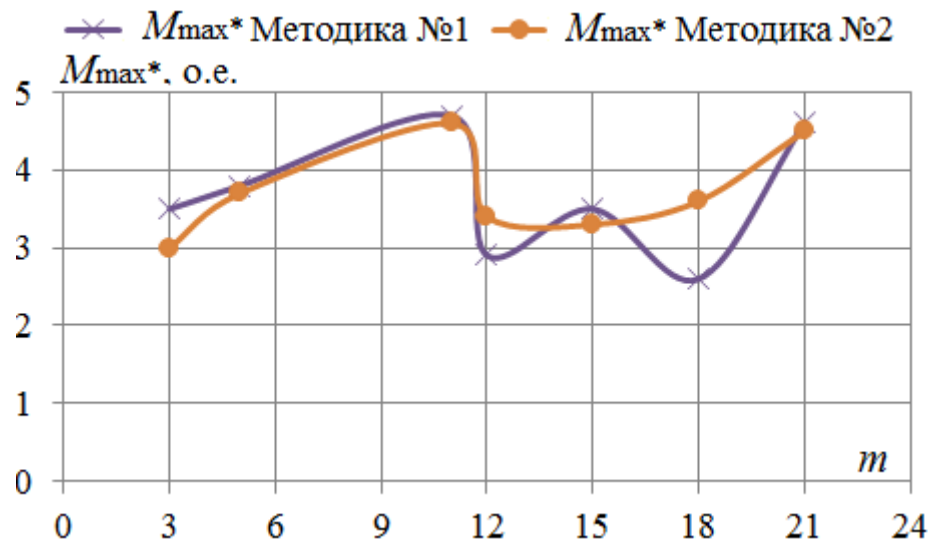


Рисунок 2.14 – Зависимость кратности максимального момента  $M_{max*}$  двигателя от количества фаз  $m$

По результатам расчетов можно сделать следующие выводы.

Формулы и зависимости, приведенные в [45] для проектирования трехфазных асинхронных двигателей, могут применяться для проектирования асинхронных двигателей с нечетным количеством фаз. По графикам рисунков 2.11 – 2.14 видно, что расхождение результатов расчета незначительно. Но для двигателей с четным количеством фаз необходимо применять уточненную методику [92].

По рисункам 2.13 и 2.14 видно, что двигатели с количеством фаз  $m=18$  и  $m=12$  по величине перегрузочной способности и пусковому моменту уступают другим рассмотренным вариантам, а двигатели с количеством фаз  $m=11$  и  $m=21$  имеют соизмеримые величины моментов, это объясняется тем, что обмотка в 11-фазном двигателе выполнена с  $q_1=2$ , и амплитуды некоторых высших гармоник уменьшаются по сравнению со случаем, когда  $q_1=1$  (как для 21-фазного двигателя).

Также при питании несинусоидальным напряжением необходимо учитывать влияние высших временных гармоник на рабочие параметры электродвигателя. Каждая гармоника, внося положительный вклад в увеличение критического момента, образует замкнутые контуры протекания токов и вызывает дополнительные потери в обмотках и сердечниках статора и ротора. Для учета их влияния на необходимо определить содержание высших гармоник в сигнале питающего напряжения и их амплитуды.

При этом рассмотренный закон базовой коммутации создает наиболее тяжелые условия для работы двигателя, так как сигнал содержит все значимые для расчета высшие гармонические.

Расчет рабочих параметров многофазных асинхронных двигателей электродвигателей, изготавливаемых на основе стандартных трехфазных асинхронных двигателей, также можно вести по Г-образной схеме замещения (рисунок 2.15) [45].

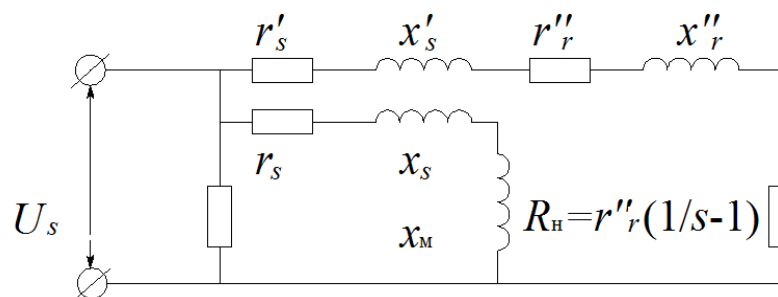


Рисунок 2.15 – Г-образная схема замещения асинхронного двигателя



Индуктивные сопротивления прямо пропорциональны порядковому номеру временной гармоники. Кроме того, в связи с изменением числа полюсов в многофазном двигателе изменяются также коэффициенты дифференциального рассеяния, вычисляемые по формулам (2.41)–(2.44).

Магнитная индукция в воздушном зазоре машины прямо пропорциональна отношению напряжения высшей гармоники к ее частоте. Для прямоугольного питающего напряжения величину магнитной индукции в определенной части машины (в воздушном зазоре, в зубцах статора или ротора и т.д.) можно выразить как

$$B_{v(t)} = \frac{B_1}{v^2(t)}.$$

В виду значительного снижения величины индукции для высших гармонических намагничивающим контуром схемы замещения асинхронного двигателя при расчете токов от высших гармоник можно пренебречь.

Тогда ток, протекающий по обмоткам, можно вычислить как

$$I_{sv(t)} = I''_{rv(t)} = \frac{U_{sv(t)}}{\sqrt{\left(r'_{sv(t)}\right)^2 + \left(x'_{sv(t)}\right)^2} + \sqrt{\left(\frac{r''_{rv(t)}}{s_{v(t)}}\right)^2 + \left(x''_{rv(t)}\right)^2}}.$$

Дополнительные потери от высших гармоник можно разделить на потери в меди обмоток и потери в стали (в зубцах и в спинке).

Потери в обмотке статора и ротора

$$\Delta P_{msv(t)} = m I_{sv(t)}^2 r'_{sv(t)},$$

$$\Delta P_{mrv(t)} = m I''_{rv(t)}^2 r''_{rv(t)}.$$

Потери в зубцах статора и ротора

$$\Delta P_{3sv(t)} = \Delta P_{3s1} v^{\beta-4}(t),$$

$$\Delta P_{3rv(t)} = \Delta P_{3r1} v^{\beta-4}(t),$$

где  $\Delta P_{3s1}$  и  $\Delta P_{3r1}$  – магнитные потери в зубцах статора и ротора для основной гармоники;  $\beta$  – показатель степени, зависящий от марки стали.

Потери в спинке статора и ротора

$$\Delta P_{csv(t)} = \Delta P_{cs1} v^{\beta-4}(t),$$

$$\Delta P_{crv(t)} = \Delta P_{cr1} v^{\beta-4}(t),$$

где  $\Delta P_{cs1}$  и  $\Delta P_{cr1}$  – магнитные потери в спинках статора и ротора для основной гармоники.

Как известно, автоматизация любого процесса позволяет значительно сократить затраты труда и времени на получение результата. Системы автоматизированного проектирования (САПР) АД успешно применяются с целью повышения эффективности труда, сокращения финансовых затрат и затрат рабочего времени, а также оптимизации процесса принятия решений. Современные САПР АД позволяют рассчитать по заданным параметрам конструкцию двигателя, его характеристики, провести оптимизацию, а также подготовить отчетную и конструкторскую документацию в соответствии с утвержденными стандартами. При этом в САПР АД можно выделить несколько относительно автономных подсистем (рисунок 2.16):

- подсистему проектного расчета;
- подсистему поверочного расчета;
- оптимизационную подсистему;
- подсистему генерации технической документации.

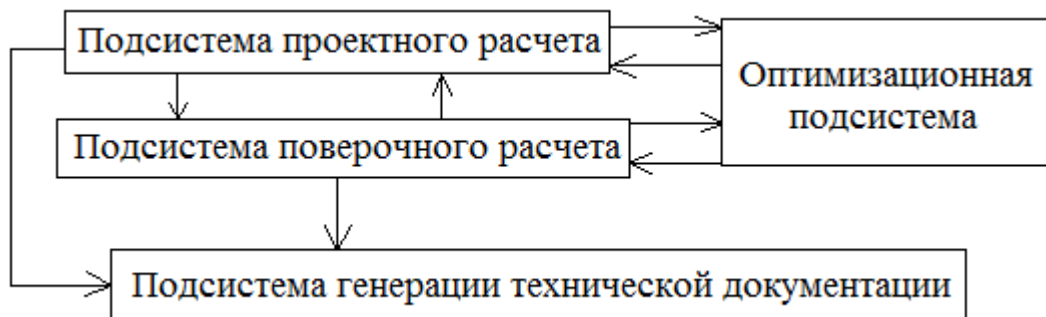


Рисунок 2.16 – Подсистемы САПР АД (Источник: [98])

Сегодня на рынке представлен большой ряд программных продуктов, реализующих функции как одной, так и нескольких подсистем. Например, программный комплекс «СПРУТ-АЭД» [99] производит расчет и генерирует полный комплект технической документации на основе технических требований к электродвигателю. В состав «СПРУТ-АЭД» входят подсистемы «СПРУТ-АЭД-Расчет» (проектные и поверочные расчеты) и «СПРУТ-АЭД-Конструкция» (генерация чертежей). Развитие мощных подсистем поверочного расчета с использованием точных математических моделей на основе теории поля и цепей в некоторых аспектах позволят заменить экспериментальные методы исследования опытных образцов электрических машин численным экспериментом. Такие программные продукты, как ANSYS, Comsol, ELCUT, FEMM, решатели которых построены на основе метода конечных элементов, позволяют учитывать особенности конструкции исследуемого объекта и свойства материалов, как в статических, так и в динамических режимах работы [100, 101]. При этом практически все подсистемы расчетов САПР хорошо интегрированы с популярными подсистемами генерации технической документации, такими как КОМПАС, AutoCAD.

Несмотря на широкие возможности, такие продукты имеют ряд недостатков при решении задачи разработки нестандартного электродвигателя. Библиотеки программ и их функционал ориентированы на существующие типы асинхронных электродвигателей – трехфазные и однофазные, и содержат данные и модели серийно-выпускаемых машин. Тем не менее, адаптация подсистем поверочных и оптимизационных расчетов для исследований нестандартных конструкций все же возможна. Функциональность программ позволяет без использования библиотек собрать собственную модель из базовых блоков. Но для составления любой модели необходимы значительные затраты времени, а также невозможно построение модели без исходных данных, таких как габариты, геометрия двигателя, схемы обмоток и т.д. Эти данные могут быть получены из программ подсистемы проектных расчетов, линейка которых значительно уже,

ориентирована на расчет стандартных двигателей и часто имеет закрытые алгоритмы, не допускающие модификаций.

Поэтому для исследования многофазных асинхронных двигателей необходимо создание специальных программ автоматизированного проектного расчета. Кроме того, целесообразно уже на этапе проектного расчета определить рабочие характеристики двигателя и его основные параметры для исключения неоптимальных или не удовлетворяющих требованиям вариантов.

В настоящее время большое распространение получают программные продукты, обладающие широкими интерфейсными возможностями, а также встроенной средой программирования. К данным продуктам относится программа Microsoft Excel (MS Excel), имеющая встроенный язык программирования VBA. Она была выбрана в качестве основы для создаваемых средств САПР [102].

Разработанный программный комплекс осуществляет вычислительную и справочную поддержку процесса проектирования многофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Автоматизировано определение следующих параметров:

- выбор главных размеров;
- расчет обмотки и зубцовых зон сердечников;
- проведение теплового и вентиляционного расчета;
- проверку механической прочности вала;
- расчет рабочих характеристик.

Получен патент на программу для ЭВМ [103].

Использование разработанной программы позволяет на основании рассчитанных параметров многофазных двигателей осуществить выбор наиболее рационального варианта путем сравнения таких показателей как масса обмотки двигателя, расчетный КПД и коэффициент мощности.

## 2.4 Влияние количества фаз статора на нагрев многофазного асинхронного двигателя

Преобразование энергии в любой машине сопровождается потерями. Так при работе электродвигателя часть поступающей энергии затрачивается на нагрев обмоток и магнитопроводов, трение в подшипниках и вращающихся частей о воздух. Хотя эти потери в целом невелики, все же они представляют собой значительное количество тепла. А так как температурными пределами определяется допустимая нагрузка двигателя, вопросы нагрева имеют большое практическое значение. Температурное воздействие является одним из основных факторов, влияющих на старение изоляции обмотки двигателя [104, 105]. В работе [106] рассмотрена оценка влияния количества фаз на нагрев электродвигателя.

Температура неработающей машины равна температуре окружающей среды. При работе с постоянной нагрузкой в каждую единицу времени в ней начинают выделяться определенные порции тепла. В начальный момент работы все выделенное тепло почти полностью идет на нагрев двигателя, сопровождающийся повышением его температуры и появлением температурного перепада  $\Delta\vartheta$  между температурой двигателя  $\vartheta$  и температурой окружающей среды  $\vartheta_{\text{охл}}$ . Температурный перепад также принято называть перегревом и находится он по формуле:

$$\Delta\vartheta = \vartheta - \vartheta_{\text{охл}}.$$

При появлении температурного перепада часть выделяющегося тепла путем конвекции, лучеиспускания и теплопроводности начинает передаваться окружающей среде. Учет теплообмена путем излучения необходим только для машин, работающих в вакууме. Для машин, работающих в обычных условиях, теплообмен такого рода незначителен [45].

Уравнение теплового состояния трехмерного температурного поля в общем виде имеет вид

$$\mathcal{G} = \mathcal{G}(x, y, z, t). \quad (2.45)$$

где  $\mathcal{G}$  – температура точки тела в заданный момент времени;  $x, y, z$  – пространственные координаты;  $t$  – время.

Исследование тепловых процессов в двигателях, как правило, ведется со следующими допущениями: 1) двигатель рассматривается как однородное тело, обладающее бесконечно большой теплопроводностью, с одинаковой температурой во всех точках выделения теплоты и точках, соприкасающихся с охлаждающей средой; 2) теплоотдача во внешнюю среду пропорциональна первой степени разности температур двигателя и окружающей среды; 3) температура охлаждающей среды постоянна; 4) теплоемкость двигателя, мощность тепловых потерь и теплоотдача не зависят от температуры двигателя.

С учетом этих допущений решение уравнения (2.45) имеет вид:

$$\Delta \mathcal{G} = \Delta \mathcal{G}_\infty \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) + \Delta \mathcal{G}_0 e^{-\frac{t}{T}}.$$

где  $\Delta \mathcal{G}_\infty$  – перегрев двигателя в установившемся режиме;  $\Delta \mathcal{G}_0$  – начальный перегрев двигателя;  $T$  – постоянная времени нагрева.

Установившееся превышение температуры частей машины над температурой охлаждающей среды можно рассчитать по методу эквивалентных тепловых схем замещения. Этот метод дает возможность определять средние температуры частей электрической машины, принимаемых за однородные тела, а подробные методики расчета приведены во многих изданиях [45, 76, 107]. Так как чаще всего предельным критерием является перегрев изоляции обмотки двигателя, то рассчитаем его зависимость от количества фаз статора. В случае асинхронного двигателя превышение температуры обмотки над температурой воздуха внутри двигателя [76]:

$$\Delta \mathcal{G} = (\Delta \mathcal{G}_{\text{ПС}} + \Delta \mathcal{G}_{\text{И.ПС}}) \cdot \frac{2l_s}{l_{\text{СПС}}} + (\Delta \mathcal{G}_{\text{ЛС}} + \Delta \mathcal{G}_{\text{И.ЛС}}) \cdot \frac{2l_{\text{ЛС}}}{l_{\text{СПС}}}. \quad (2.46)$$

где  $\Delta \mathcal{G}_{\text{ПС}}$  – превышение температуры внутренней поверхности активной части статора над температурой воздуха внутри машины;  $\Delta \mathcal{G}_{\text{И.ПС}}$  – перепад

температуры в изоляции паза и катушек;  $\Delta \mathcal{G}_{\text{лс}}$  – превышение температуры наружной поверхности лобовых частей обмотки над температурой воздуха внутри двигателя;  $\Delta \mathcal{G}_{\text{и.лс}}$  – перепад температуры в изоляции лобовых частей катушек;  $l_s$  – длина активной части статора;  $l_{\text{срс}}$  – средняя длина витка катушки;  $l_{\text{лс}}$  – длина лобовой части катушки.

Для определения превышения температуры обмотки  $\Delta \mathcal{G}_{\text{обм}}$  над температурой наружного воздуха необходимо учесть подогрев воздуха  $\Delta \mathcal{G}_B$ :

$$\Delta \mathcal{G}_{\text{обм}} = \Delta \mathcal{G} + \Delta \mathcal{G}_B. \quad (2.47)$$

Среднее превышение температуры воздуха  $\Delta \mathcal{G}_B$  внутри двигателя над температурой наружного воздуха:

$$\Delta \mathcal{G}_B = \frac{P_{\Sigma}'}{S_{\text{маш}} \alpha_B}.$$

где  $S_{\text{маш}}$  – условная поверхность охлаждения двигателя;  $P_{\Sigma}'$  – потери в двигателе, переданные охлаждающей среде;  $\alpha_B$  – коэффициент подогрева воздуха.

Мощность потерь  $P_{\Sigma}'$ , затраченная на нагрев охлаждающей среды, определяется по формуле [76]

$$P_{\Sigma}' = k \left( P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{срс}}} + P_{\text{с}\Sigma} \right) + P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{срс}}} + P_{\text{мр}} + P_{\text{мех}\Sigma} + P_{\text{д}}. \quad (2.48)$$

где  $k$  – коэффициент, учитывающей, что воздуху внутри двигателя передается только часть потерь в активной части статора (остальные потери передаются непосредственно через станину наружному охлаждающему воздуху);  $P_{\text{мс}}$  – потери в обмотке статора;  $P_{\text{с}\Sigma}$  – суммарные потери в стали;  $P_{\text{мр}}$  – потери в обмотке ротора;  $P_{\text{мех}\Sigma}$  – суммарные механические потери;  $P_{\text{д}}$  – добавочные потери.

Превышение температуры внутренней поверхности активной части статора над температурой воздуха внутри машины  $\Delta \mathcal{G}_{\text{лс}}$ :

$$\Delta \mathcal{G}_{\text{нс}} = \frac{k \left( P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{спс}}} + P_{\text{с}\Sigma} \right)}{\pi D_s l_s \alpha_s}. \quad (2.49)$$

где  $\alpha_s$  – коэффициент теплоотдачи поверхности статора;  $D_s$  – внутренний диаметр статора.

Перепад температуры в изоляции паза и катушек  $\Delta \mathcal{G}_{\text{и.пс}}$

$$\Delta \mathcal{G}_{\text{и.пс}} = \frac{P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{спс}}} \cdot b_{\text{ис}}}{Z_s \Pi_s l_s \lambda_{\text{экв}}}. \quad (2.50)$$

где  $b_{\text{ис}}$  – односторонняя толщина изоляции в пазу статора;  $Z_s$  – количество зубцов статора;  $\Pi_s$  – условный периметр поперечного сечения паза статора;  $\lambda_{\text{экв}}$  – эквивалентный коэффициент теплопроводности изоляции в пазу, включающий воздушные прослойки и равный  $\lambda_{\text{экв}} = 16 \cdot 10^{-5}$  Вт/мм $^{\circ}$ С.

Перепад температуры наружной поверхности лобовых частей обмотки над температурой воздуха внутри двигателя  $\Delta \mathcal{G}_{\text{лс}}$

$$\Delta \mathcal{G}_{\text{лс}} = \frac{P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{спс}}}}{4\pi D_s l_{\text{вс}} \alpha_s}, \quad (2.51)$$

где  $l_{\text{вс}}$  – длина витка катушки.

Перепад температуры в изоляции лобовых частей катушек  $\Delta \mathcal{G}_{\text{и.лс}}$

$$\Delta \mathcal{G}_{\text{и.лс}} = \frac{P_{\text{мс}} \frac{2l_s}{l_{\text{спс}}} \cdot b_{\text{и.лс}}}{4\pi D_s l_{\text{вс}} \lambda_{\text{экв}}}. \quad (2.52)$$

где  $b_{\text{и.лс}}$  – односторонняя толщина изоляции катушек в лобовой части.

Из приведенных формул (2.48) – (2.52) видно, что на нагрев двигателя оказывают влияние потери разного рода. Проведя анализ зависимости отдельных видов потерь от количества фаз статора было установлено, что потери в меди статора  $P_{\text{мс}}$  обратно пропорциональны количеству фаз статора. Увеличение фаз статора  $m$  при сохранении остальных параметров одинаковыми (конструкция машины, напряжение, мощность нагрузки) приводит к снижению потерь в



обмотке ротора  $P_{Mr}$ . Потери в стали  $P_{c\Sigma}$  определяются в первую очередь напряжением, частотой сети и конструктивными размерами элементов машины и не зависят от количества фаз статора прямо. Такое допущение можно сделать, если не учитывать косвенную зависимость, когда от количества фаз статора меняются размеры машины и, следовательно, диаметр статора, длина, размеры паза. Механические потери  $P_{мех\Sigma}$  зависят от габаритов двигателя, исполнением по степени защиты и типом системы охлаждения, и поэтому напрямую от количества фаз не зависят. Добавочные потери обычно принимаются равными некоторой доле полезной мощности на валу. Это связано с тем, что детальный их учет требует большого количества расчетов, а так как они составляют незначительную часть от общих потерь двигателя, для макро-оценки допустимо считать, что от количества фаз они не зависят. Обобщение полученных результатов представлено в таблице 2.8.

Таблица 2.8 – Зависимость потерь от количества фаз статора

№	Наименование потерь	Обозначение	Вид зависимости
1	Потери в обмотке статора	$P_{ms}$	Обратно пропорциональная
2	Потери в обмотке ротора	$P_{Mr}$	Обратно пропорциональная
3	Магнитные потери в сердечнике статора	$P_{c\Sigma}$	Не зависят
4	Механические потери	$P_{мех\Sigma}$	Не зависят
5	Добавочные потери	$P_d$	Не зависят

Подставив (2.48) – (2.52) в (2.46), а затем полученное выражение в (2.47) получаем:

$$\begin{aligned}
\Delta \mathcal{G}_{\text{обм}} = & P_{\text{MS}} \left( \frac{k}{\pi D_s l_s \alpha_s} \cdot \left( \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} \right)^2 + \frac{b_{\text{ис}}}{Z_s \Pi_s l_s \lambda_{\text{ЭКВ}}} \cdot \left( \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} \right)^2 + \frac{1}{\pi D_s l_{\text{BS}} \alpha_s} \cdot \frac{l_s l_{\text{JS}}}{l_{\text{cps}}^2} + \right. \\
& \left. + \frac{b_{\text{и.лс}}}{\pi D_s l_{\text{BS}} \lambda_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{l_s l_{\text{JS}}}{l_{\text{cps}}^2} + \frac{k}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} \cdot \frac{2l_s \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{l_{\text{cps}}} + \frac{1}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} \cdot \frac{2l_s \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{l_{\text{cps}}} \right) + \\
& + \frac{P_{\text{Mr}} \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} + \frac{k P_{\text{C}\Sigma}}{\pi D_s l_s \alpha_s} \cdot \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} + \frac{k P_{\text{C}\Sigma} \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} + \frac{P_{\text{мех}\Sigma} \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} + \\
& + \frac{P_{\text{д}} \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}}. \tag{2.53}
\end{aligned}$$

Перегрев обмотки  $\Delta \mathcal{G}_{\text{обм}}$  прямо пропорционален потерям, учитывая обратную пропорциональную зависимость потерь от количества фаз статора, можно сделать вывод, что перегрев также зависит от количества фаз статора обратно пропорционально.

Превышение температуры, рассчитанное по выражению (2.46) или (2.53), является установившимся перегревом для данного режима и позволяет определить параметр  $\alpha$ , который физически представляет собой поток тепла, идущий от двигателя в окружающую среду при разности температуры двигателя и окружающей среды  $1^\circ\text{C}$ .

$$\alpha = \frac{P_{\Sigma}}{\Delta \mathcal{G}_{\infty}}, \tag{2.54}$$

где  $P_{\Sigma}$  – мощность потерь, определяемых по выражению

$$P_{\Sigma} = P_{\text{MS}} + P_{\text{Mr}} + P_{\text{C}\Sigma} + P_{\text{мех}\Sigma} + P_{\text{д}}. \tag{2.55}$$

Проанализируем зависимость параметра  $\alpha$  от количества фаз статора. С учетом формул (2.54) и (2.55), обозначив неизменные для данных габаритов двигателя и режима работы коэффициенты при потерях в выражении (2.53) коэффициентами  $N_1, N_2, N_3, N_4, N_5$ , выражение (2.54) можно записать как

$$\alpha = \frac{P_{\text{MS}} + P_{\text{Mr}} + P_{\text{C}\Sigma} + P_{\text{мех}\Sigma} + P_{\text{д}}}{P_{\text{MS}} \cdot N_1 + P_{\text{Mr}} \cdot N_2 + P_{\text{C}\Sigma} \cdot N_3 + P_{\text{мех}\Sigma} \cdot N_4 + P_{\text{д}} \cdot N_5}, \tag{2.56}$$

где

$$N_1 = \frac{k}{\pi D_s l_s \alpha_s} \cdot \left( \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} \right)^2 + \frac{b_{\text{ис}}}{Z_s \Pi_s l_s \lambda_{\text{ЭКВ}}} \cdot \left( \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} \right)^2 + \frac{1}{\pi D_s l_{\text{BS}} \alpha_s} \cdot \frac{l_s l_{\text{ИС}}}{l_{\text{cps}}^2} +$$

$$+ \frac{b_{\text{И.ИС}}}{\pi D_s l_{\text{BS}} \lambda_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{l_s l_{\text{ИС}}}{l_{\text{cps}}^2} + \frac{k}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} \cdot \frac{2l_s \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{l_{\text{cps}}} + \frac{1}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}} \cdot \frac{2l_s \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{l_{\text{cps}}};$$

$$N_2 = N_4 = N_5 = \frac{l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}}}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}};$$

$$N_3 = \frac{k}{\pi D_s l_s \alpha_s} \cdot \frac{2l_s}{l_{\text{cps}}} + \frac{k \cdot (l_s + 2 \cdot l_{\text{BS}})}{\pi D_{\text{HS}} \alpha_{\text{B}}}.$$

Вид зависимости (2.56) параметра  $\alpha$  от количества фаз статора  $m$  представлен на рисунке 2.17.

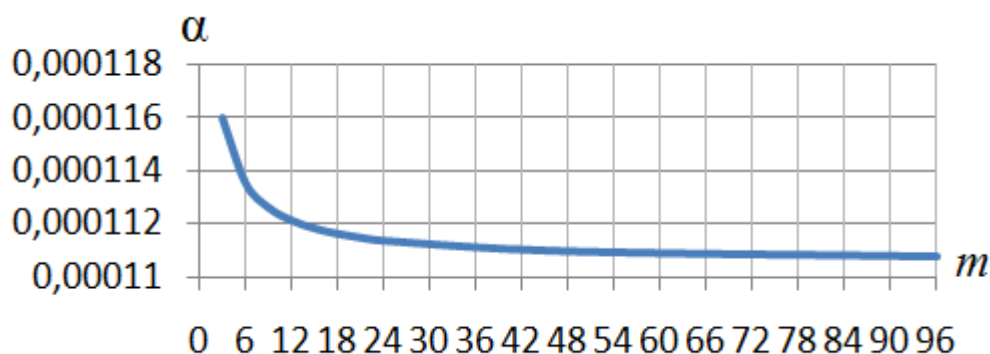


Рисунок 2.17 – Зависимость параметра коэффициента теплоотдачи  $\alpha$  от количества фаз статора

Постоянная времени нагрева  $T$  может быть рассчитана по формуле:

$$T = \frac{c}{\alpha}.$$

где  $c$  – теплоемкость двигателя.

В силу обратно пропорциональной зависимости постоянной времени нагрева  $T$  двигателя от параметра  $\alpha$ , можно прогнозировать, что с увеличением количества фаз, постоянная времени нагрева увеличивается и двигатель нагревается медленнее.

Таким образом, с точки зрения нагрева двигателя в установившемся режиме может быть рекомендовано максимально возможное количество фаз двигателя.

## **2.5. Алгоритм выбора количества фаз двигателя с учетом конструктивных ограничений, влияния высших гармоник и прогнозируемого нагрева в установившемся режиме**

Алгоритм выбора количества фаз двигателя с учетом конструктивных ограничений и оценки действия высших гармоник при заданных номинальных параметрах включает нескольких этапов.

1. На первом этапе определяется область допустимых значений количества фаз двигателя с учетом номинальных параметров и габаритов машины. При этом определяющим фактором является допустимая величина магнитной индукции в воздушном зазоре машины, которая зависит от размеров конструктивных частей машины, электрических и магнитных свойств применяемых материалов.

2. На втором этапе определяется способ выполнения обмотки статора и оценивается гармонический состав спектра МДС в воздушном зазоре двигателя с применением формул (2.36) и (2.37), затем определяются скорость и направление вращения магнитных полей. Для ускорения расчетов был разработан и зарегистрирован алгоритм программы для ЭВМ [108], реализованной в MS Excel.

3. На третьем этапе выполняется проектный расчет многофазного двигателя с использованием разработанной программы автоматизированного расчета многофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, учитывающей влияние высших гармоник на параметры машины [103].

4. На четвертом этапе строятся механические характеристики спроектированных двигателей. Для ускорения расчетов алгоритм построения характеристик реализован в программе MATLAB.

5. На основе полученных расчетных данных и построенных характеристик принимается решение о выборе конструкции двигателя.

## 2.6 Выводы

1. Максимально возможное количество фаз двигателя в заданных габаритах связано с величиной магнитной индукции в воздушном зазоре. Величину магнитной индукции ограничивает размер ротора и допустимая индукция в его зубцах. Максимальное количество фаз ограничено размерами конструктивных элементов машины, магнитными и проводящими свойствами используемых материалов.

2. Наиболее эффективным типом обмотки, обеспечивающим достижение синусоидального распределения МДС в воздушном зазоре, является обмотка с нечетным количеством фаз. Однослойная обмотка может быть рекомендована как наиболее простая в изготовлении при обеспечении приемлемой величины гармонических искажений кривой МДС в воздушном зазоре. Двухслойная обмотка может быть рекомендована как средство улучшения синусоидальности кривой МДС в воздушном зазоре с учетом того, что в пазах не должны находиться стороны катушек фаз с диаметрально расположенными магнитными осями.

3. Количество полюсов магнитных полей, созданных в многофазных двигателях высшими гармониками токов статора нечетного порядка, увеличивается кратно порядку гармоники в двигателях с нечетным количеством фаз до числа, равного удвоенному количеству фаз, а в двигателях с нечетным количеством фаз – до числа, равного количеству фаз или меньшему. Поля с числом полюсов, превышающим номинальное, характеризуются большим коэффициентом гармонических искажений.

4. При расчете индуктивных сопротивлений обмоток статора и ротора в асинхронных двигателях с количеством фаз статора более трех вычисление коэффициентов, учитывающих влияние высших гармоник на величину сопротивлений, для повышения точности расчета следует производить по аналитическим выражениям.

5. Постоянная времени нагрева двигателя при сохранении габаритов увеличивается с увеличением количества фаз.

### **3 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ПРИНЯТЫХ КОНСТРУКТИВНЫХ РЕШЕНИЙ В МНОГОФАЗНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ**

#### **3.1 Выбор количества фаз тягового асинхронного двигателя**

Одним из возможных использований многофазных асинхронных двигателей является их использование для тяги вагонов метрополитена. Поэтому в качестве исходных данных на проектирование решено использовать номинальные данные и габаритные размеры тягового асинхронного двигателя, применяющегося на современных поездах метрополитена. Среди составов, курсирующих по линии Казанского метрополитена, 64 % общего числа составляют составы типа «Русич» с вагонами модели 81-740/741. Данные модели вагонов серийно выпускаются заводом ОАО «Метровагонмаш» с 2003 года. Стандартный электроподвижной состав (ЭПС) такого типа состоит из двух головных моторных вагонов и трех промежуточных безмоторных.

Поезда сформированы из вагонов моделей 81-740.4 (головной с кабиной управления) и 81-741.4 (промежуточный без кабины управления).

В настоящее время вагоны могут комплектоваться двигателями:

- ТАД 280М 4У2 производства АЭК «Динамо»;
- ДАТЭ-170 4У2 производства «ООО Электротяжмаш-Привод» (г. Лысьва);
- ТАДВМ-280 4У2 производства ОАО «НИПТИЭМ» (г. Владимир);
- ДАТМ-2У2 производства «ОАО Псковский электромашиностроительный завод»;
- ДТА170У2 АО «Рижский электромашиностроительный завод»;
- ТА2804МУ2 производства «ОАО ELDIN» (Ярославский электромашиностроительный завод).

Асинхронные двигатели для вагонов метрополитена, выпускаемые разными заводами-изготовителями, конструктивно аналогичны, т.к. созданы на основе двигателя ТАД 280М 4У2 производства АЭК «Динамо». Двигатели имеют

принципиально одинаковое устройство: габариты, конструкционные размеры и обмоточные данные.

В качестве базового принят самовентилируемый четырехполюсный двигатель с короткозамкнутым ротором ДТА 170 У2 производства АО «Рижский электромашиностроительный завод». Основные параметры двигателя приведены в таблице 3.1.

Сердечники статора и ротора набраны из штампованных изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Обмотка статора состоит из трех фазных обмоток, которые образованы из четырех катушечных групп (по пять секций в каждой), включенных параллельно. Обмотка ротора выполнена из вставных медных стержней сечением 5,6x22 мм, выступающие концы которых замкнуты накоротко медными кольцами.

С использованием формулы (2.2) возможное количество фаз при перемотке статора и сохранении количества полюсов

$$m = \frac{60}{4q_s} = \frac{15}{q_s} \quad (3.1)$$

С учетом выражения (3.1), рассматривая только целочисленные значения  $q_s$ , возможны следующие сочетания:

- 1)  $q_s = 1, m = 15;$
- 2)  $q_s = 3, m = 5.$

Определим максимально возможно число фаз двигателя при изменении зубцово-пазовой зоны статора. Примем выполнение обмотки круглым медным проводом марки ПЭТ-155 с изоляцией температурного класса Н. Минимальное возможное сечение  $S_{\min}$  составляет 0,00283 мм<sup>2</sup>. Допустимая плотность тока для меди равна 5 А/мм<sup>2</sup>. Согласно формуле (2.9) максимально возможное число фаз по сечению

$$m = \frac{170000 \cdot \sqrt{3}}{530 \cdot 5 \cdot 0,00283 \cdot 0,85 \cdot 0,92} = 50148$$



Таблица 3.1 – Основные параметры двигателя ДТА 170 У2

№	Параметр	Значение
1	Мощность часового режима, кВт	170
2	Номинальное линейное напряжение, В	530
3	Номинальная частота тока, Гц	43
4	Максимальная частота тока, Гц	120
5	Номинальный линейный ток, А	237
6	Номинальная частота вращения, об/мин	1290
7	Максимальная частота вращения	3600
8	Номинальное скольжение, %	не менее 1,5
9	КПД, %	92
10	Коэффициент мощности	0,82
11	Перегрузочная способность ( $M_{\max}/M_{\text{ном}}$ )	3,5
12	Шаг по пазам обмотки статора	1–12
13	Количество пазов статора $Z_s$	60
14	Внешний диаметр статора $D_{\text{внс}}$ , мм	493 мм
15	Внутренний диаметр статора $D_s$ , мм	310 мм
16	Внешний диаметр ротора $D_{\text{внр}}$ , мм	308 мм
18	Тип пазов статора	прямоугольный открытый
19	Высота паза статора $h_{\text{пс}}$ , мм	44,7 мм
20	Ширина паза статора $b_{\text{пс}}$ , мм	9,5 мм
21	Длина статора $l_s$ , мм	420 мм
22	Количество пазов ротора $Z_r$	72
23	Тип пазов ротора	прямоугольный полузакрытый
24	Высота паза ротора $b_{\text{пр}}$ , мм	22,5 мм
25	Ширина паза ротора $h_{\text{пр}}$ , мм	6,2
26	Масса двигателя, кг	765

Допустимая величина магнитной индукции для двигателей таких габаритов в спинке статора  $B_{\text{сз}}$  1,75 Тл, в зубце статора  $B_{\text{зс}}$  1,9 Тл [76]. Определим максимально допустимые величины магнитной индукции воздушном зазоре по формулам (2.13), (2.16), (2.20), (2.21), (2.23), (2.26). Толщина пазовой изоляции при высоте оси вращения 280 мм по ширине составляет 1,8 мм, по высоте – 4,5 мм.

$$B_{\delta} < 1,75 \text{ Тл},$$

$$B_{\delta} < \frac{(493 - 310) \cdot 1,75 \cdot 2}{310} = 2,06 \text{ Тл},$$

$$B_{\delta} < 1,9 \left( 1 - 1,8 \frac{4 \cdot 1 \cdot m}{\pi \cdot 310} \right) = 1,9 - 0,014m,$$

$$B_{\delta} < \frac{4 \cdot 1,75}{310} \left( \frac{493 - 310}{2} - 4,5 \right) = 1,96 \text{ Тл},$$

$$B_{\delta} < \left[ \frac{\pi(308 - 2 \cdot 22,5)}{72} - 6,2 \right] \frac{72 \cdot 2}{\pi \cdot 308} = 0,79 \text{ Тл},$$

$$B_{\delta} < \frac{2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot (0,5 \cdot 308 - 2 \cdot 22,5)}{310} = 2,81 \text{ Тл}.$$

Полученная область ограничения  $B_{\delta}$  Тл показана на рисунке 3.1.

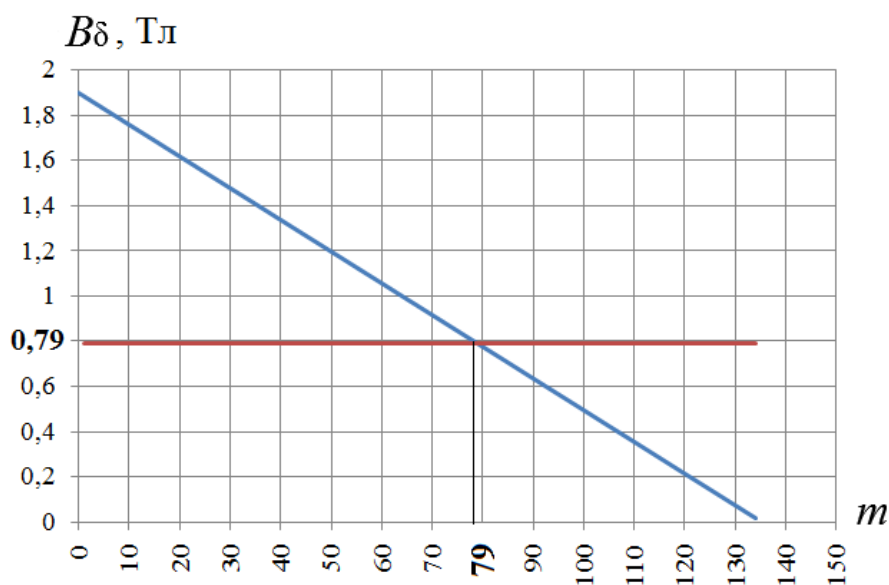


Рисунок 3.1 – Область допустимых значений индукции  $B_{\delta}$  в воздушном зазоре асинхронного двигателя

Область ограничена линиями  $B_{\delta} = 0,79$  Тл и  $B_{\delta} = 1,9 - 0,014m$ .

Согласно рисунку 3.1 максимально возможное количество фаз 135 достигается при  $B_{\delta} = 0$ . Но малые значения  $B_{\delta}$  приводят к необходимости выполнять очень большое количество витков, что технологически усложняет обмотку и снижает ее надежность, кроме того значительно возрастает

индуктивное сопротивление обмотки и снижается коэффициент мощности двигателя. Максимально возможное значение индукции в воздушном зазоре обеспечивает наилучшие энергетические характеристики двигателя.

Для рассматриваемого двигателя максимально возможное количество фаз при  $B_{\delta}=0,79$  Тл равно 79.

Моделирование МДС существующей трехфазной обмотки в асинхронном двигателе показало, что коэффициент гармонических искажений составляет 7,65%. Согласно приведенным данным многофазных обмоток в приложении А в двигателях с числом фаз 15 и более данный коэффициент не превышает значения для трехфазной обмотки, поэтому все двигатели могут рассматриваться как потенциально возможные варианты.

Но с точки зрения гармонического состава фазных МДС и согласно рекомендациям по нагреву необходимо выбирать двигатели с нечетным количеством фаз. Таким образом, рассматриваемые варианты ограничиваются количеством фаз  $m=3; 15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79$ .

Расчетные параметры, определенные с использованием методики, изложенной в 2.3, с использованием программы автоматизированного проектирования [103], приведены в таблицах Б.1 и Б.2 приложения Б при питании двигателя синусоидальным напряжением.

Как показывает практика определения потерь от высших гармоник в трехфазных асинхронных двигателях при расчете достаточно учитывать гармоники порядка до 19 включительно. Расчеты, выполненные для многофазных двигателей из исследуемого ряда, показали, что потери от гармоник выше 17 не вносят существенного вклада в итоговую величину, и поэтому могут не учитываться. Оценка параметров номинального режима работы многофазных двигателей была выполнена с учетом питания от преобразователя частоты с базовым законом коммутации и присутствия высших гармоник тока в обмотках двигателей. Полученные данные представлены в таблицах Б.3 и Б.4 приложения Б. В результате анализа было установлено, что в многофазных двигателях высшие гармоники тока статора суммарно составляют порядка 50%–70% от тока

основной гармонике. Но вследствие протекания меньшего фазного тока, а также образования синхронно вращающихся магнитных полей высшими гармониками тока, суммарные потери в многофазных двигателях снижаются и даже при высокой несинусоидальности питающего напряжения не превышают величины суммарных потерь трехфазного двигателя, питаемого синусоидальным напряжением. При этом данное условие выполняется только для двигателей с обмоткой, выполненной из круглого провода. Для двигателей с обмоткой из прямоугольного провода величина активного сопротивления оказывается вдвое больше аналогичной обмотки из круглого провода, и потери на нагрев обмотки значительно увеличиваются.

Достоинством обмотки из прямоугольного провода является меньшая масса проводникового материала. Из таблиц Б.3 и Б.4 видно, что равенство массы трехфазной обмотки из прямоугольного провода с укороченным шагом и массы многофазной обмотки из круглого провода с диаметральной шагом достигается только при значительном увеличении количества фаз и уменьшении сечения элементарного проводника, когда количество фаз близко к предельному (в рассматриваемом случае от 69). Гистограмма масс многофазных обмоток из круглого провода и прямоугольного провода с диаметральной шагом, а также для исходного трехфазного двигателя представлена на рисунке 3.2.

Благодаря образованию синхронных полей высшие гармоники в многофазных двигателях вызывают не только дополнительные потери, но и увеличение полезной мощности на валу двигателя. Величина данного приращения в номинальном режиме составляет всего 2–4% и в основном определяется третьей и пятой гармониками. При этом питание несинусоидальным напряжением существенно снижает коэффициент мощности двигателя. В то время как для трехфазного двигателя снижение  $\cos\varphi$  вследствие протекания токов высших гармоник достигает порядка 20%, для многофазных двигателей это снижение может достигать 30%.

На рисунках 3.3–3.5 представлены данные о соотношении составляющих фазного тока статора, плотности тока статора и суммарных потерь,

обусловленных действием магнитного поля основной гармоники и магнитными полями нечетных гармоник порядка до 17 включительно, присутствующих в выходном напряжении преобразователя частоты с базовым законом коммутации для двигателей с  $m=3; 15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79$ .

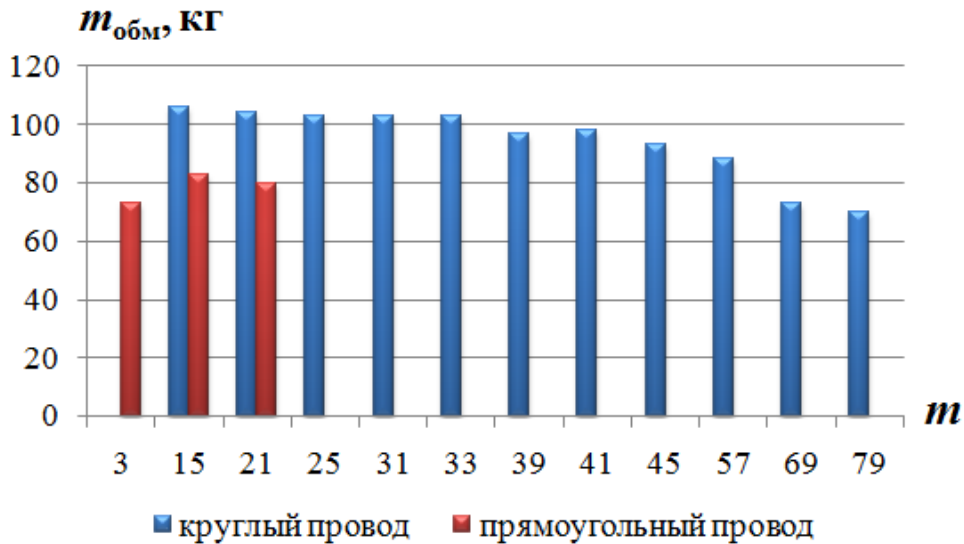


Рисунок 3.2 – Масса многофазных обмоток из круглого провода и прямоугольного провода

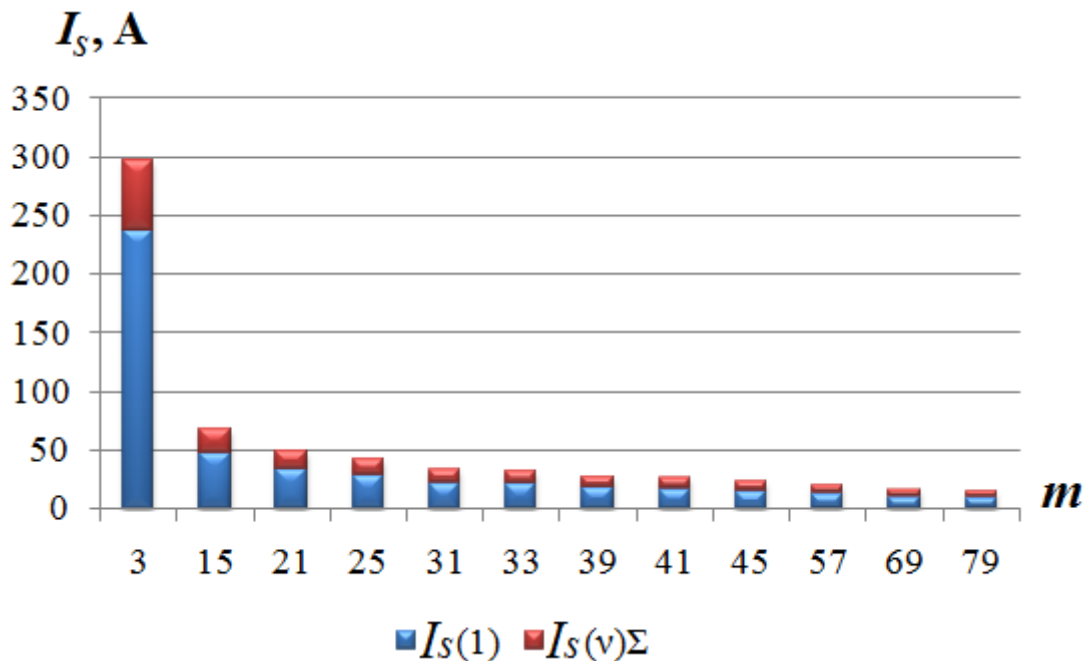


Рисунок 3.3 – Величина первой и высших гармоник в фазном токе статора асинхронного двигателя при несинусоидальном напряжении питания

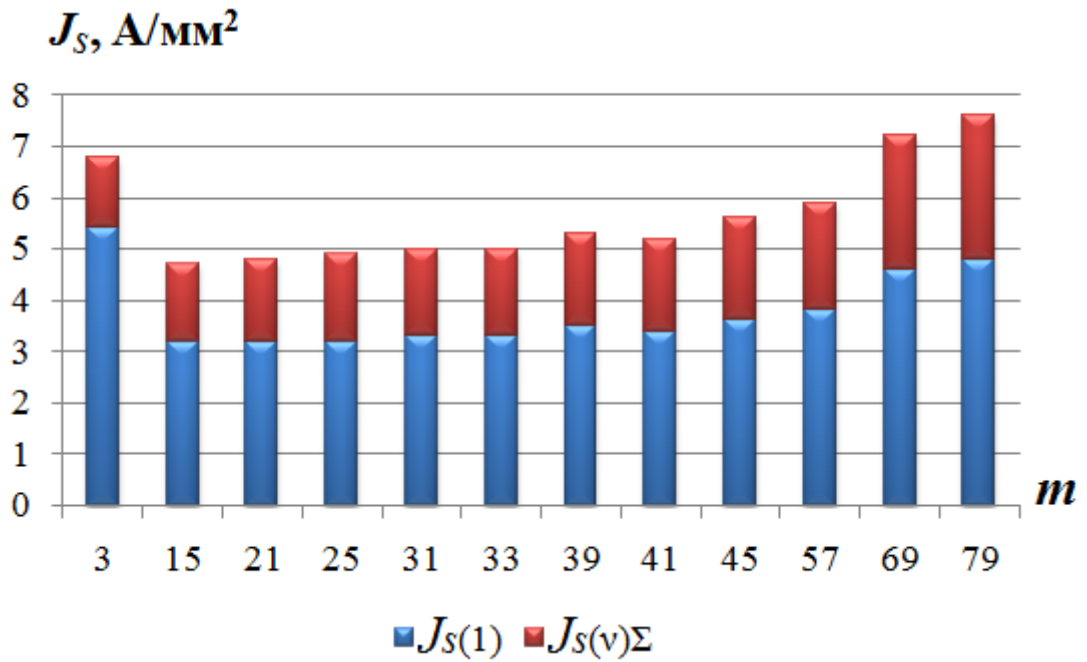


Рисунок 3.4 – Плотность тока в обмотке статора асинхронного двигателя при несинусоидальном напряжении питания, обусловленная первой и высшими гармониками тока

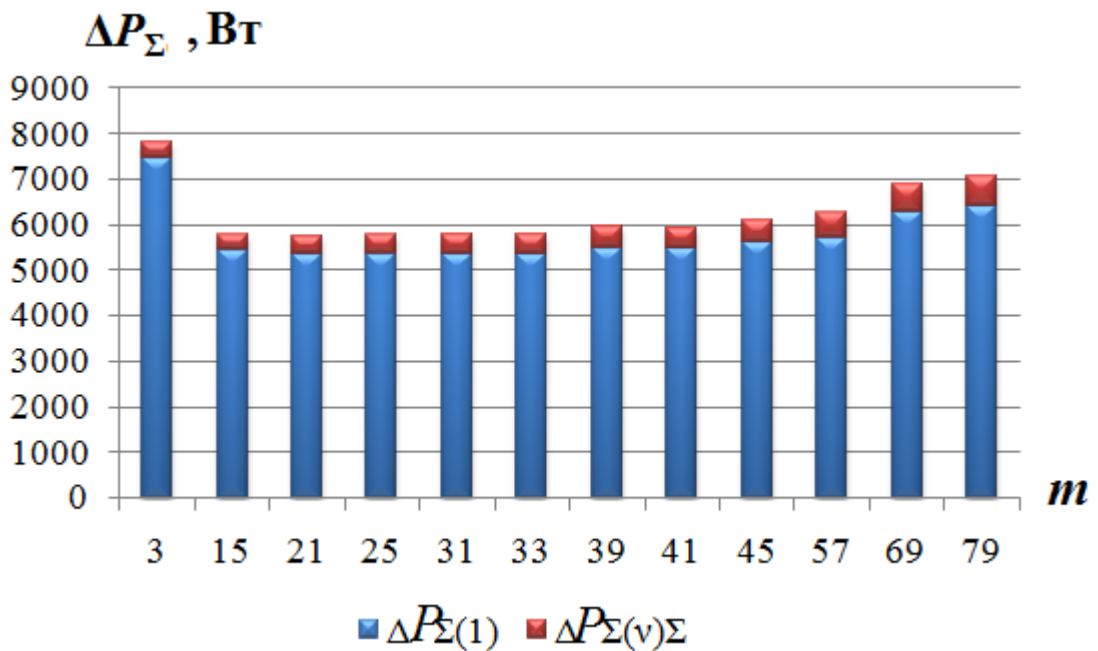


Рисунок 3.5 – Величина суммарных потерь, обусловленных первой и высшими гармониками магнитного поля в асинхронном двигателе при несинусоидальном напряжении питания

На рисунке 3.6 приведены механические характеристики для двигателей с  $m=15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79$  и исходного трехфазного двигателя при

питании от преобразователя частоты с базовым законом коммутации, полученные согласно формуле (2.3).

Как видно, с увеличением количества фаз механическая характеристика двигателя располагается выше и не искажается высшими гармониками в области больших скольжений. Разность между значениями развиваемого момента для двух соседних в ряду количества фаз двигателей сокращается с ростом количества фаз. Также с увеличением количества фаз возрастает кратность пускового и максимального момента двигателя.

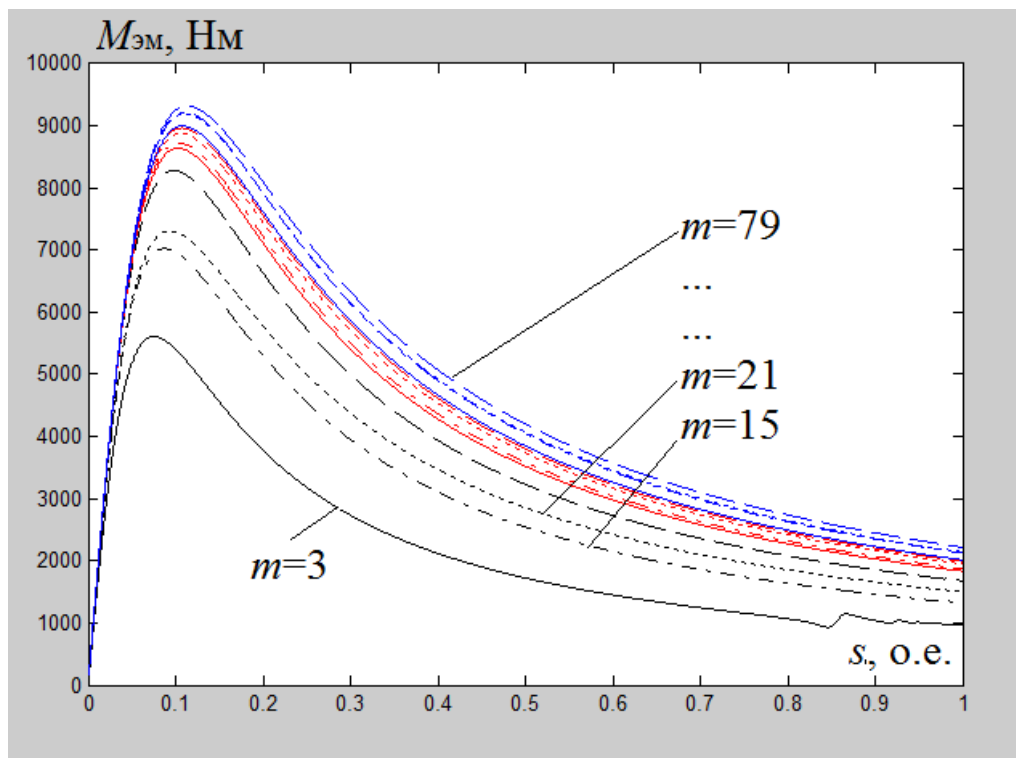


Рисунок 3.6 – Механические характеристики асинхронных двигателей с количеством фаз статора  $m$  равным 3; 15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79

В результате проведенного анализа для четырехполюсного двигателя номинальной мощностью 170 кВт, фазным напряжением 308 В, с внешним диаметром статора 493 мм, внутренним диаметром статора 310 мм, внешним диаметром ротора 308 мм, сердечники которых набраны из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, в котором обмотка ротора выполнена медными стержнями размером 5,6x22 мм, вставленным в паз ротора размером 6,2x22,2 мм и замкнутыми накоротко, максимально допустимое значение магнитной индукции в воздушном зазоре составляет 0,79 Тл, а максимально

возможное количество фаз статора при индукции 0,79 Тл равно 79. На основании сравнения параметров двигателей с количеством фаз статора 3; 15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79 было выявлено, что улучшение эксплуатационных характеристик, таких как синусоидальность МДС в воздушном зазоре, величина электромагнитного момента, перегрузочная способность, при диаметральном шаге обмотки и обеспечении величины суммарных потерь и массы обмотки на уровне, не превышающем аналогичные величины для исходного трехфазного двигателя, достигается при количестве фаз статора равным и более 69. При этом требуется изменение зубцово-пазовой зоны исходного двигателя и выполнение обмотки проводом круглого поперечного сечения. Также, вопрос создания синусоидальных источников питания актуален и для многофазных двигателей, так как высокое содержание высших гармоник ведет к снижению коэффициента мощности двигателя.

Так как в случае применения электродвигателей на транспорте существенное значение имеет масса двигателя, целесообразно рассмотреть возможность снижения массы обмотки при сохранении допустимого уровня потерь. Принимая, что питание двигателя осуществляется синусоидальным напряжением, в таблице Б.5 представлены расчетные данные двигателей с максимально-возможным количеством фаз в заданных габаритах, обеспечивающие уровень суммарных потерь, не превышающий уровень потерь стандартного трехфазного двигателя.

На основании полученных данных может быть выбран двигатель, имеющий наименьшую массу обмотки статора (56 кг), что на 20% меньше массы обмотки трехфазного двигателя.

В приложении В приведены технические характеристики серийно-выпускаемых четырехполюсных трехфазных асинхронных двигателей мощностью 160-220 кВт для работы в составе частотно-регулируемого привода и спроектированного 79-фазного асинхронного двигателя. Можно отметить, что двигатели, предназначенные для общепромышленного применения, по сравнению с тяговыми машинами соизмеримой мощности имеют большие габариты и



большую массу. При этом их КПД также выше, что подтверждает отмеченный в первой главе способ повышения эффективности двигателя путем увеличения массы активных материалов.

Параметры спроектированного 79-фазного асинхронного несколько уступают серийно-выпускаемым трехфазным тяговым двигателям по коэффициенту мощности, но в части КПД и кратности максимального момента превосходят их. По сравнению с выпускаемыми в России трехфазными тяговыми двигателями той же мощности и габаритов расчетный КПД 79-фазного двигателя больше на 3%, а кратность максимального момента повышается в 2 раза.

### **3.2 Оценка стоимости многофазного преобразователя частоты**

Факт снижения фазного тока в многофазных электрических двигателях при изготовлении преобразователя частоты на базе АИН позволяет в некоторых случаях отказаться от параллельных сборок и использовать дискретные элементы, рассчитанные на меньшие токи, в плечах инвертора. В данных обстоятельствах представляется интересной экономическая оценка целесообразности замены трехфазного преобразователя частоты на многофазный с точки зрения стоимости комплектующих.

Как правило, чем выше частота импульсов питающего напряжения, тем лучше получается синусоида тока в фазах. Это объясняется фильтрующими свойствами обмоток двигателя, которые представляют собой активно-индуктивную нагрузку. Однако повышенная частота импульсов требует применения быстрых ключей в преобразователе частоты. Граничные частоты, на которых могут работать полупроводниковые элементы, влияют на их стоимость. Также на стоимость полупроводниковых приборов влияет класс напряжения, на которое они рассчитаны. Это видно на графиках рисунка 3.7, где представлены зависимости цены (Ц) дискретных IGBT транзисторов производства фирмы International Rectifier (США) с рассеиваемой мощностью 200 Вт различной частоты

переключения ( $F$ ) от номинального напряжения коллектор-эмиттер ( $U_{ce \text{ ном}}$ ) [109].

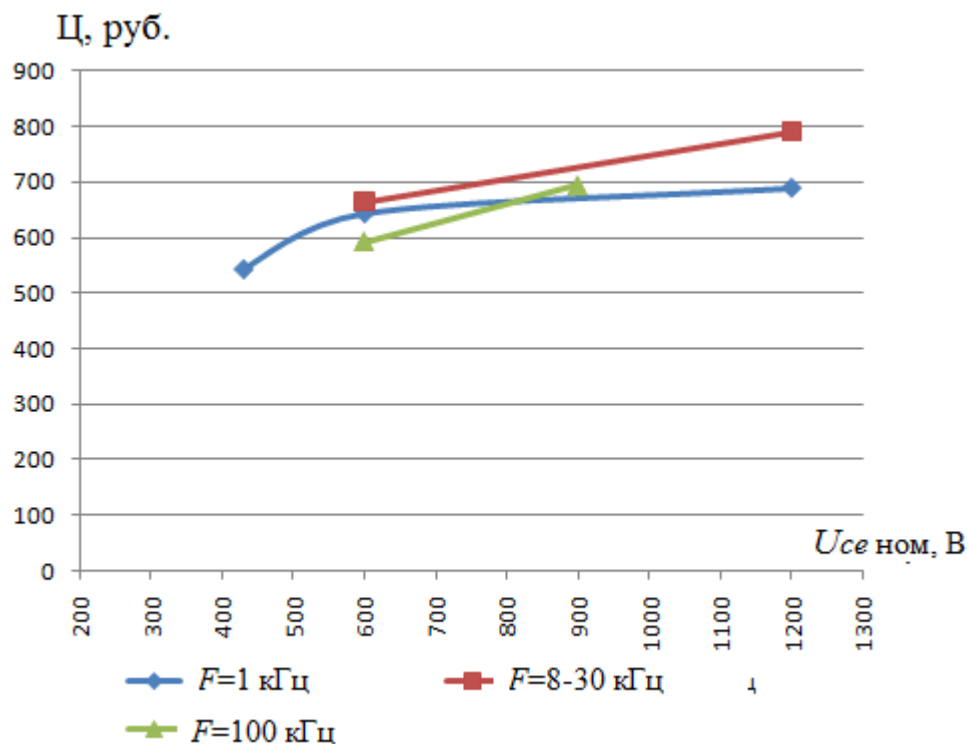


Рисунок 3.7 – Цена дискретных IGBT транзисторов с рассеиваемой мощностью 200 Вт различной частоты переключения в зависимости от номинального напряжения коллектор-эмиттер

Структура преобразователя частоты, при которой он содержит выпрямитель, преобразующий переменный ток сети в постоянный, фильтр постоянного тока и автономный инвертор напряжения, формирующий переменное напряжение заданной частоты и амплитуды, сегодня является самой распространенной. При сравнении затрат на трехфазные и многофазные преобразователи частоты достаточно рассмотреть последний элемент в приведенной структуре – инвертор, так как именно в нем происходит формирование необходимого количества фаз выходного напряжения, и при изменении их количества потребуются изменения в его структуре. Наиболее часто применяемыми полупроводниковыми элементами в АИН, предназначенных для привода асинхронных двигателей, являются полевые МОП-транзисторы (MOSFET) и IGBT транзисторы. Соединение элементов производится по

полумостовой схеме, когда одно плечо инвертора содержит два ключа. Такая структура АИН обеспечивает формирование  $m$ -фазного выходного напряжения при  $m > 2$ . В [110] было показано, что при частотах переключения до 50 кГц в полумостовых схемах применение IGBT транзисторов характеризуется меньшими потерями, поэтому здесь будет проанализирована стоимость АИН на базе IGBT. Условную цену преобразователя можно соотнести с ценой инвертора, которая складывается из стоимости отдельных ключей. В качестве отдельного ключа удобно рассматривать IGBT транзистор с антипараллельным диодом либо сборку из нескольких параллельных IGBT-транзисторов и диодов. В таблице 3.2 приведены цены на IGBT транзисторы производства International Rectifier (США) частоты переключения 8-30 кГц номинальным напряжением коллектор-эмиттер 1200 В [111], на рисунке 3.8 представлена графическая зависимость цены ключей от максимально допустимого тока коллектора  $I_{c \max}$  при 25°C.

Таблица 3.2 – Сводные данные по IGBT транзисторам производства International Rectifier частоты переключения 8-30 кГц номинальным напряжением коллектор-эмиттер 1200 В

Тип	Сборка	$I_{c \max}$ при 25°C, А	Ц, руб.
SKP02N120	Дискретный IGBT с антипараллельным диодом	6,2	366
IKW08T120		16	665
SKW07N120		16,5	765
IKW15T120		30	898
IKW25T120		50	1090
IKW40T120		75	1427
FZ300R12KE3G	Сборка из трех дискретных IGBT с антипараллельными диодами	300	23847
FZ400R12KE3		400	27643
FZ600R12KS4		600	26410
FZ800R12KE3		800	28423

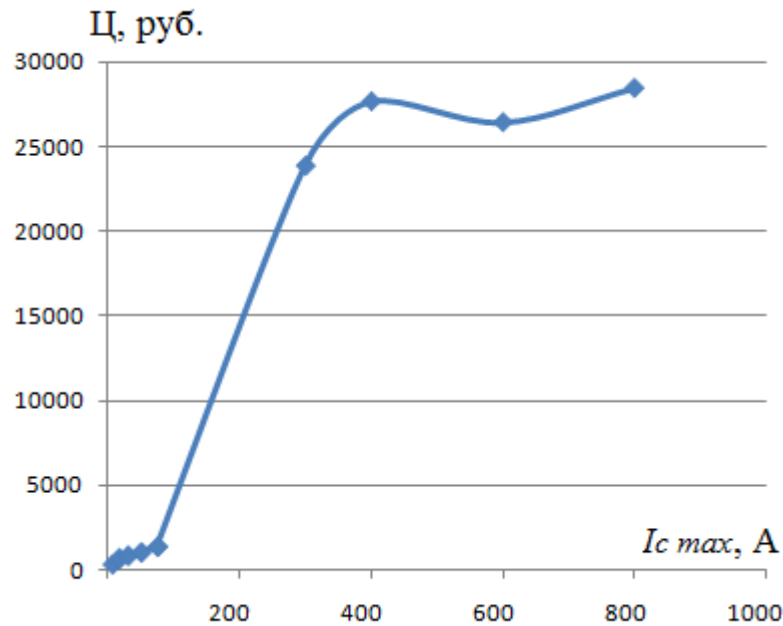


Рисунок 3.8 – Цена IGBT ключей на напряжение  $U_{ce \text{ ном}} = 1200$  В (частота переключения  $F = 8\text{--}30$  кГц) в зависимости от максимально допустимого тока коллектора  $I_{c \max}$  при  $25^\circ\text{C}$

Как видно, с ростом допустимого тока растет и цена на ключи. При этом рост цен в зависимости от величины тока более динамичен, чем в зависимости от частоты, на которую рассчитан транзистор, или напряжения (рисунок 3.7). Цена транзисторного ключа как функция нескольких переменных  $\text{Ц} = f(I_{c \max}, U_{ce \text{ ном}})$  при фиксированной частоте изображена на рисунке 3.9.

Используя данные таблицы 3.2, было выполнено численное приближение зависимости  $\text{Ц} = f(I_{c \max})$  рисунка 3.8 полиномиальной функцией. Для решения данной задачи были использованы возможности инструмента Curve Fitting Toolbox пакета MATLAB [112]. С применением данного инструмента было установлено, что из функционального набора, содержащегося в Curve Fitting Toolbox, наилучшим образом исходные данные аппроксимируются кусочными полиномами Эрмита. Для сравнения результатов на рисунках 3.10–3.13 приведены виды аппроксимаций полиномами 3 и 4 степени, кубическими сплайнами и полиномами Эрмита.

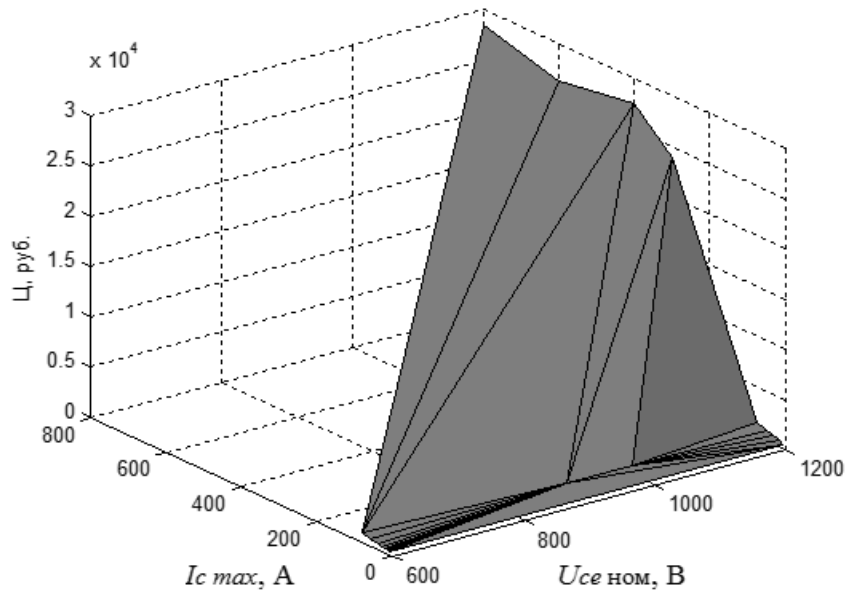


Рисунок 3.9 – Цена IGBT транзисторов в сборке с антипараллельным диодом частоты переключения 8-30 кГц в зависимости от номинального напряжения и максимально допустимого тока коллектора при 25°C

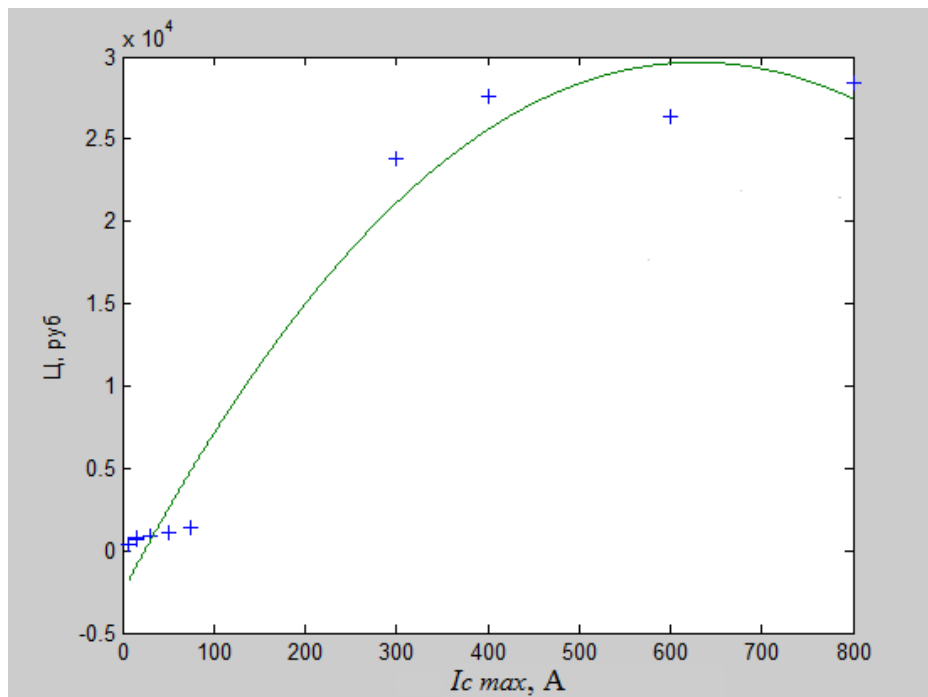


Рисунок 3.10 – Аппроксимация исходных данных полиномом третьей степени

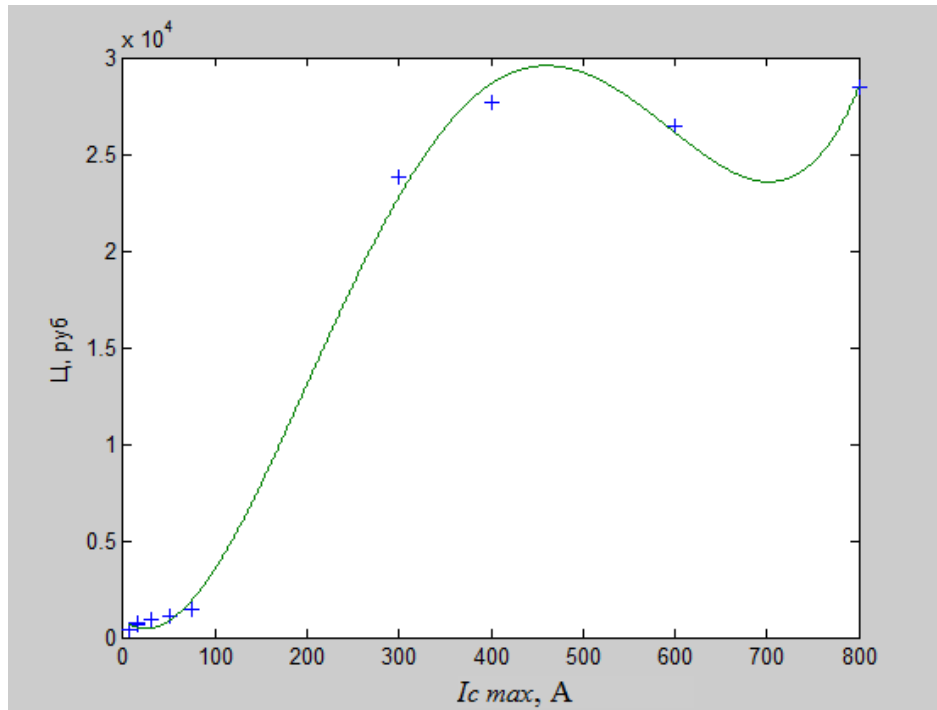


Рисунок 3.11 – Аппроксимация исходных данных полиномом четвертой степени

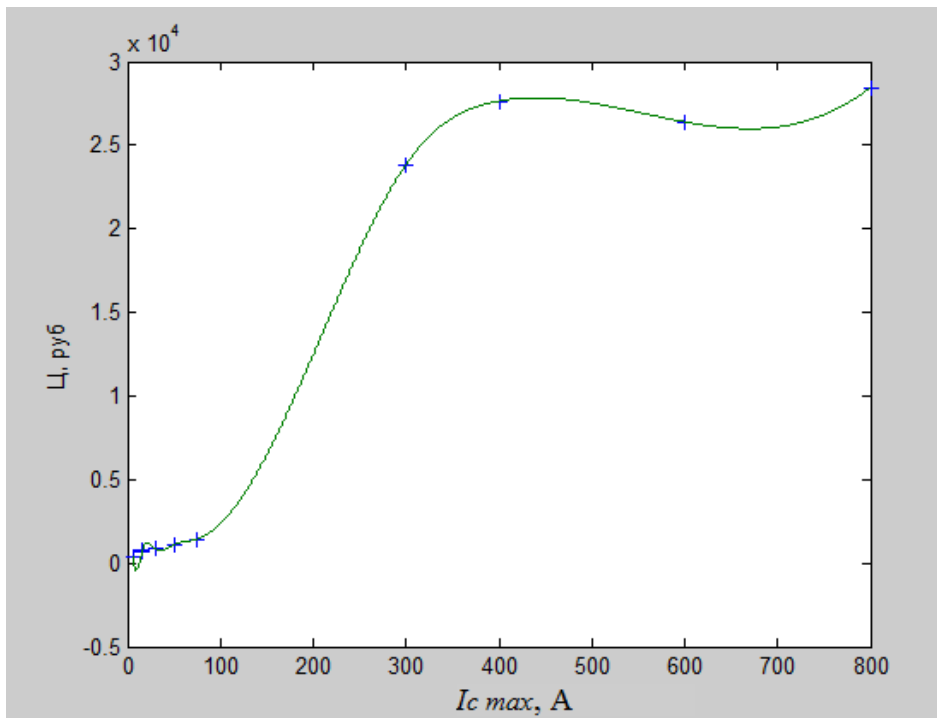


Рисунок 3.12 – Аппроксимация исходных данных кубическими сплайнами

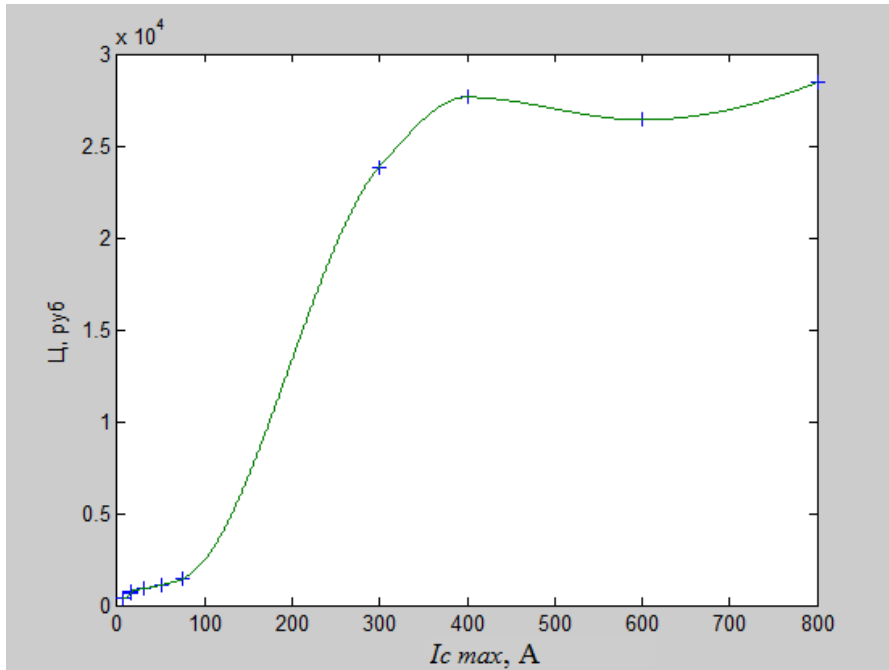


Рисунок 3.13 – Аппроксимация исходных данных полиномами Эрмита.

Аппроксимация кубическими сплайнами по форме графика довольно близка к полиномам Эрмита, но имеет отклонение в зону отрицательных значений при малых значениях тока. Необходимо отметить, что данный метод приближения функции носит интерполяционный характер, то есть по полученным полиномам могут быть определены новые значения функции только в пределах исходных данных. В силу такого подхода в дальнейшем диапазон изменения тока одного ключа ограничен 6 и 800 А. Тем не менее, для оценки общей тенденции этого диапазона достаточно.

Принимая ток ключа инвертора  $I$  преобразователя частоты соответствующим максимально допустимому току транзистора  $I_{c \max}$ , зависимость цены транзисторного ключа от тока, выраженная полиномом Эрмита, на каждом интервале  $[I_{k-1}, I_k]$  имеет вид:

$$C_k(I) = a_k + b_k(I - I_{k-1}) + c_k(I - I_{k-1})^2 + d_k(I - I_{k-1})^3, \quad (3.2)$$

где  $a_k$ ,  $b_k$ ,  $c_k$ ,  $d_k$  – коэффициенты кубического полинома Эрмита.

Значение коэффициентов  $a_k$ ,  $b_k$ ,  $c_k$ ,  $d_k$  формулы (3.2) для функции, изображенной на рисунке 3.13, приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Коэффициенты полинома Эрмита для  $C_k(I)$ 

$k$	$I_k$	$a_k$	$b_k$	$c_k$	$d_k$
1	16	366	0	2,4	0,07
2	16,5	665	68	875,8	-1223,6
3	30	765	26,1	-2,4	0,09
4	50	898	9,7	-0,09	0,004
5	75	1090	11,1	-0,06	0,006
6	300	1427	19,7	0,92	-0,002
7	400	23847	52	0,1	-0,002
8	600	27643	0	-0,092	0,0003
9	800	26410	0	0,06	-4,88

Запишем выражение (3.2), введя в него зависимость от количества фаз проектируемого инвертора.

Фазный ток инвертора  $I_\phi$  можно выразить формулой:

$$I_\phi = \frac{P}{mU_\phi}, \quad (3.3)$$

где  $P$  – мощность инвертора;  $m$  – количество фаз инвертора;  $U_\phi$  – фазное напряжение.

При постоянстве мощности и фазного напряжения токовая нагрузка фазы преобразователя обратно пропорциональна количеству фаз. Подставив выражение (3.3) в формулу (3.2), получим:

$$C_k(m) = a_k + b_k \left( \frac{P}{mU_\phi} - I_{k-1} \right) + c_k \left( \frac{P}{mU_\phi} - I_{k-1} \right)^2 + d_k \left( \frac{P}{mU_\phi} - I_{k-1} \right)^3, \quad (3.4)$$

где значение индекса  $k$  соответствует интервалу, в пределах которого находится значение  $I_\phi$ .

Условная цена преобразователя частоты  $C_{пч}$ , соответствующая цене ключей инвертора, с учетом формулы (3.4) и того, что плечо инвертора состоит из



двух транзисторов, а количество плеч равно числу фаз  $m$ , может быть рассчитана как

$$C_{\text{ПЧ}} = 2 \cdot m \cdot C_k(m), \quad (3.5)$$

Задаваясь удельными значениями  $\frac{P}{U_\phi}$ , построим графики зависимости  $C_{\text{ПЧ}}$  для различных значений  $m$  (рисунок 3.14). Для построения графиков также используем возможности пакета MATLAB.

Полученные зависимости показывают, что с увеличением количества фаз цена на инвертор (преобразователь частоты) снижается. При этом минимум ценовых затрат с увеличением удельного тока  $\frac{P}{U_\phi}$  смещается в зону больших значений количества фаз, а также увеличивается разность между минимальными затратами и затратами на трехфазный инвертор.

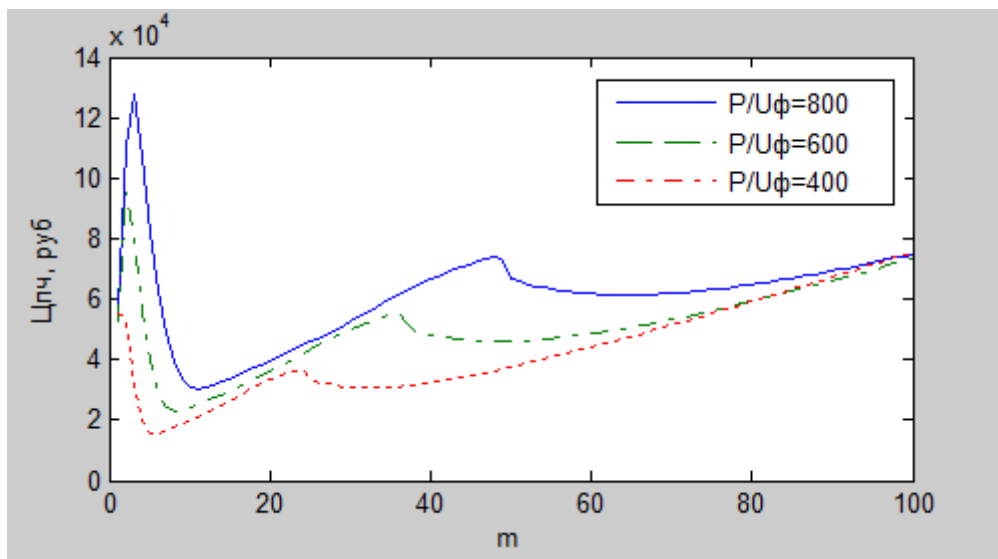


Рисунок 3.14 – Зависимость цены преобразователя частоты от количества фаз при 1200 В

Сравним условные затраты на 79-фазный и трехфазный преобразователь, предназначенный для привода электропоезда метрополитена. В качестве исходных данных для расчета примем полученные расчетные параметры 79-фазного двигателя и паспортные данные трехфазного двигателя. Ток фазы трехфазного двигателя ДТА 170 У2 согласно паспортным данным  $I_{3\phi} = 237 \text{ А}$ . Ток фазы 79-фазного двигателя  $I_{79\phi} = 8,9 \text{ А}$ .

Стоимость 79-фазного и трехфазного инвертора, рассчитанные в MATLAB с учетом формулы (3.5) и того, что мощность преобразователя частоты  $P$  равна номинальной мощности двигателя  $P_n$ , а фазное напряжение  $U_n$  равно номинальному фазному напряжению двигателя  $U_{нф}$ :

$$C_{пч\_3}=108\,670 \text{ руб.}$$

$$C_{пч\_79}=60\,595 \text{ руб.}$$

Относительная разница цен:

$$C_{3/79} = \frac{108670 - 60595}{108670} \cdot 100\% = 44\%$$

Таким образом, стоимость транзисторных ключей для 79-фазного преобразователя частоты ниже стоимости модулей для трехфазного преобразователя на 44%.

### 3.3 Тяговый электропривод электровоза

#### 3.3.1 Характеристики спроектированного многофазного электродвигателя

Применение многофазных двигателей в составе частотно-регулируемого привода на базе преобразователей частоты позволяет использовать в преобразователях ключи, рассчитанные на меньшие токи и потому меньших габаритов. Получен патент [113] на тяговый многофазный двигатель, характеризующийся повышенной перегрузочной способностью, уменьшенным номинальным скольжением и использованием высших гармоник напряжения, питающего электродвигатель, для создания полезного вращающего момента. На рисунке 3.15 показан тяговый электропривод электровоза, в котором обмотки фаз статора 79-фазного асинхронного двигателя соединены в звезду, пространственный сдвиг магнитных осей обмоток равен  $2\pi/79$  радиан, и питание обмоток осуществляется от автономного инвертора напряжения, обеспечивающего фазовый сдвиг питающих напряжений равный  $2\pi/79$  радиан.

На рисунке 3.16 приведены рабочие характеристики спроектированного двигателя.

При питании от 79-фазного инвертора напряжения с модуляцией выходного сигнала по базовому закону в спектре фазного напряжения двигателя будут содержаться все нечетные высшие гармоники, кроме гармоник, кратных 79, согласно таблице Б.4 приложения Б коэффициент мощности будет значительно снижен. Тем не менее, эффективность двигателя практически не снижается благодаря образованию гармониками, имеющими наибольшую амплитуду ( $v(t) = 1; 3; 5; 7$ ), синхронных однонаправленных полей.

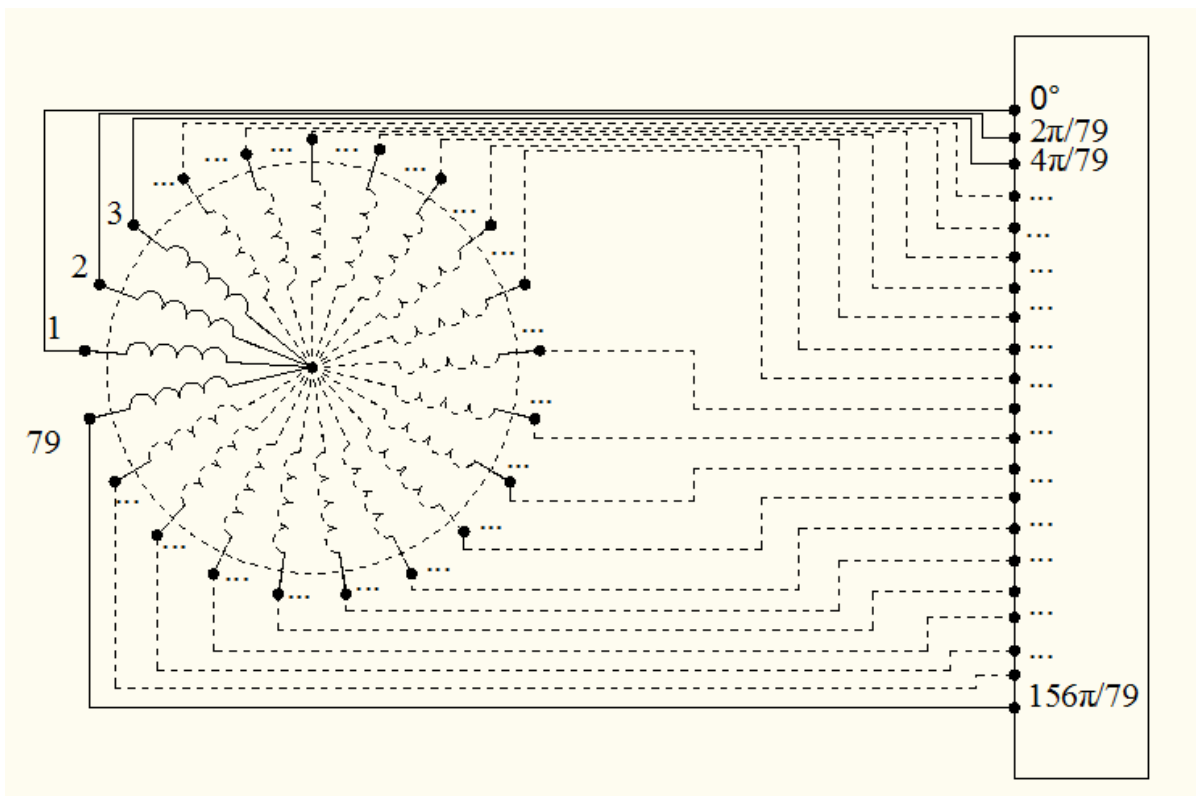


Рисунок 3.15 – Тяговый электропривод электровоза с 79-фазным асинхронным двигателем

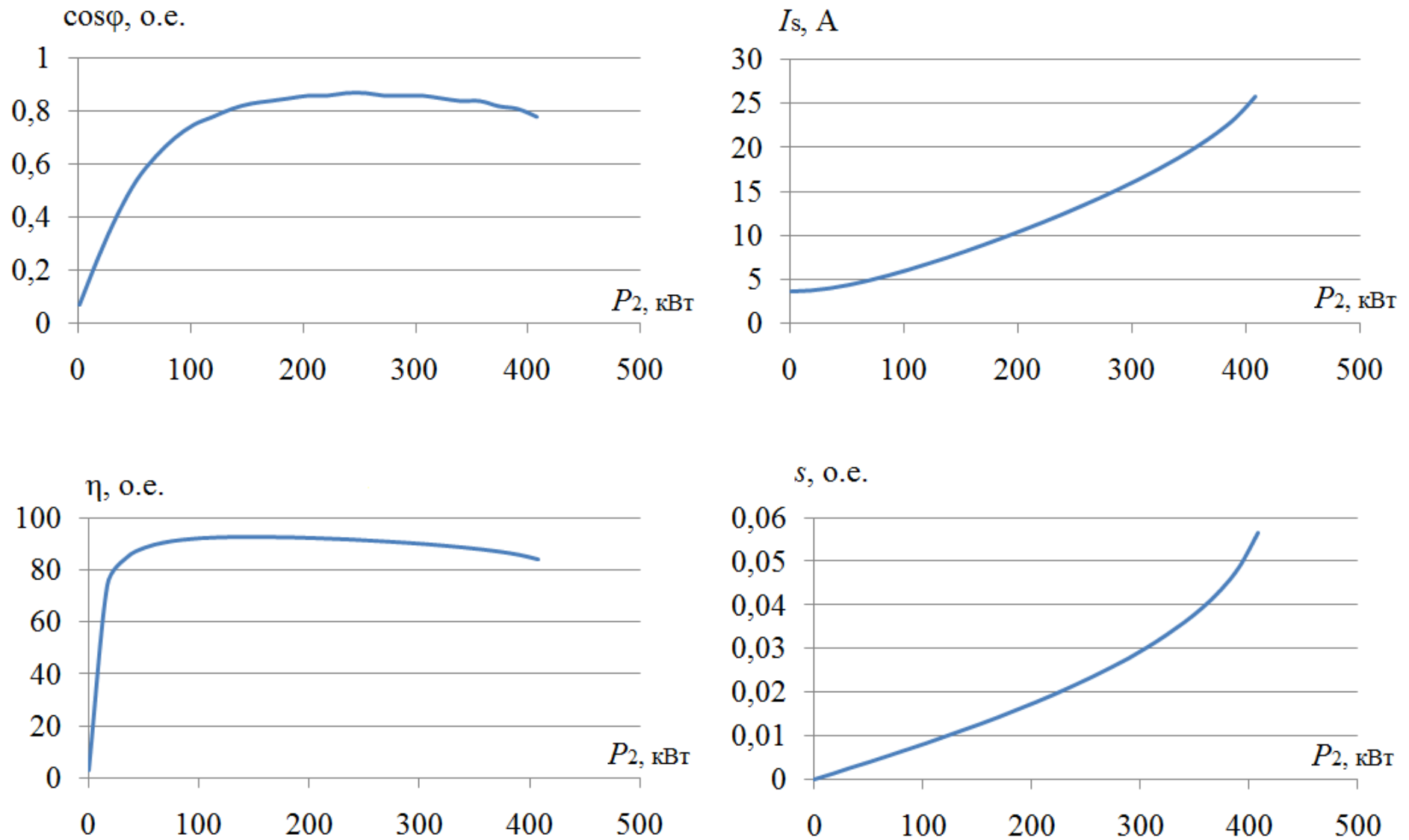


Рисунок 3.16 – Рабочие характеристики 79-фазного асинхронного двигателя номинальной мощностью 170 кВт.

### 3.3.2 Многофазный электродвигатель перспективной конструкции

Увеличение количества фаз также позволяет рассматривать выполнение статора электрической машины беспазовым. Значительное снижение фазных токов дает возможность использовать проводники значительно меньшего сечения.

Получен патент на полезную модель полифазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором [75], в котором обмотка ротора представляет собой известную "беличью клетку", а статорная обмотка выполняется в виде тонких полос проводящей пленки, нанесенной на подложку из изолирующего материала, предварительно нанесенную на сердечник статора. При этом концы полос с помощью разъемных соединений соединяются с проводниками стандартного типа и сечения, которые затем выводятся через отверстие в корпусе двигателя в коробку выводов. Конструкция данного асинхронного двигателя поясняется рисунком 3.17.

Асинхронный двигатель содержит станину, сердечник статора, сердечник ротора, обмотка статора, состоящая из слоя изоляционного слоя, слоя клея, и проводящего слоя – пленки, вал, коробку выводов, подшипниковые щиты, подшипники. Питание двигателя может быть осуществлено от многофазного источника питания. Причем количество фаз источника питания должно совпадать с количеством фаз статорной обмотки многофазного асинхронного двигателя. Вариантом источника питания может служить многофазный трансформатор, многофазный генератор, многофазная сеть переменного тока, многофазный инвертор тока или напряжения.

Увеличение количества фаз статорной обмотки двигателя позволяет упростить изготовление статорной обмотки, так как проводящая пленка может наноситься на статор механизированным способом. Появляется возможность снизить расход медного провода.

Кроме того, уменьшения воздушного зазора между статором и ротором вследствие отсутствия пазов благоприятного скажется на распределении магнитного потока внутри машины.

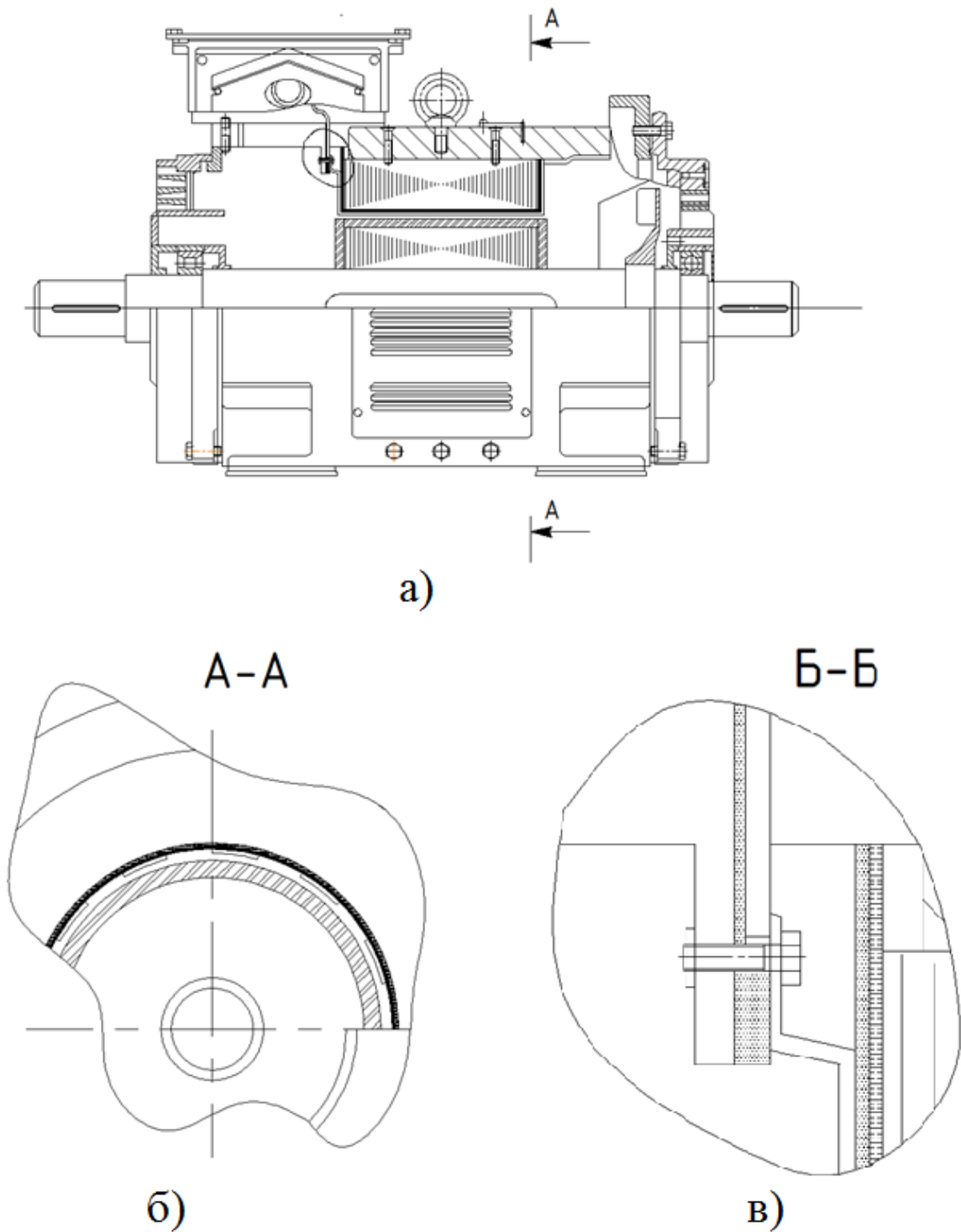


Рисунок 3.17 – Конструкция полифазного асинхронного двигателя: а) общий вид асинхронного двигателя сбоку в разрезе; б) частичный вид А-А асинхронного двигателя спереди в разрезе; в) увеличенный вид Б-Б места разъемного соединения, осуществляющего сопряжение проводящей пленки и медного провод стандартного сечения

### 3.4 Выводы

1. Для четырехполюсного двигателя номинальной мощностью 170 кВт, фазным напряжением 308 В, с внешним диаметром статора 493 мм, внутренним диаметром статора 310 мм, внешним диаметром ротора 308 мм, сердечники которых набраны из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, в котором обмотка ротора выполнена медными стержнями размером 5,6x22 мм, вставленным в паз ротора размером 6,2x22,2 мм и замкнутыми накоротко, максимально допустимое значение магнитной индукции в воздушном зазоре составляет 0,79 Тл, а максимально возможное количество фаз статора при индукции 0,79 Тл равно 79.

2. На основании сравнения параметров двигателя с количеством фаз статора  $m=15$  при сохранении зубцово-пазовой зоны исходного трехфазного двигателя, было выявлено, что выполнение обмотки статора прямоугольным проводом приводит к значительному росту потерь активной мощности в двигателе, а выполнение обмотки круглым проводом в 1,4 раза увеличивает массу обмотки.

3. На основании сравнения параметров двигателей с количеством фаз статора 3; 15; 21; 27; 31; 33; 39; 41; 45; 57; 69; 79 было выявлено, что улучшение эксплуатационных характеристик, таких как синусоидальность МДС в воздушном зазоре, величина электромагнитного момента, перегрузочная способность, при диаметральном шаге обмотки и обеспечении величины суммарных потерь и массы обмотки на уровне, не превышающем аналогичные величины для исходного трехфазного двигателя, достигается при количестве фаз статора равным и более 69. При этом требуется изменение зубцово-пазовой зоны исходного двигателя и выполнение обмотки проводом круглого поперечного сечения.

4. По сравнению с выпускаемыми в России трехфазными тяговыми двигателями мощностью 170 кВт расчетный КПД 79-фазного двигателя такой же мощности и габаритов больше на 3%, кратность максимального момента выше в 2 раза, а масса двигателя меньше на 12 кг.

5. Экономическая оценка стоимости многофазного преобразователя частоты на основе рыночной стоимости комплектующих IGBT-транзисторов на номинальное напряжение 1200 В показала, что расчетная стоимость 79-фазного автономного инвертора напряжения на 44% меньше трехфазного аналога.



#### 4 ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ В ЛИНЕЙНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

Исследованию линейных электрических машин и поиску оптимальных конструктивных решений, а также путей повышения энергетической эффективности таких машин посвящено немало работ российских и зарубежных авторов [114–122]. Но влияние количества фаз на распределение электромагнитной силы в зависимости от количества фаз статора еще не было описано.

Одной из важнейших характеристик линейного двигателя является величина электромагнитной силы, действующей на подвижный элемент. Она обусловлена многими параметрами машины, в том числе и исполнением активных частей. При сравнении силовых и удельных характеристик линейных синхронных машин с равными объемах активного пространства было установлено, что машина с высокоэнергетическими подвижными редкоземельными магнитами существенно превосходит машину с подвижной обмоткой возбуждения по величине осевой силы, развиваемой на единицу объема и единицу массы, и по удельной мощности [117]. Кроме того, КПД машины с постоянными магнитами заметно больше, а отсутствие скользящих контактов или гибких токопроводов, работающих в условиях вибрации, повышает надежность машины.

Соотношение длин неподвижного (статора) и подвижного элемента (индуктора) влияет на эффективность создания движущей силы в машине следующим образом. При равной длине элементов сила, действующая на индуктор, снижается при его отдалении от центра статора. Так как часть индуктора выходит за пределы зоны действия магнитного поля статора и возрастает доля потоков рассеяния. В работах [123, 124] рекомендуется выполнение линейной электрической машины с коротким подвижным элементом с ограничением его перемещения в зоне действия магнитного поля неподвижного элемента.

Влияние количества фаз статора на тяговое усилие линейного асинхронного двигателя исследовалось в работе [122]. При этом отмечается, что с увеличением числа фаз пульсации тягового усилия уменьшаются, как следствие сдвига спектра пространственных гармоник в область высоких частот. Кроме того, увеличение числа фаз приводит к улучшению механических характеристик двигателя при сравнении машин с одинаковым исполнением вторичного элемента. Из рассмотренного ряда  $m=3; 5; 6; 9$  число фаз статора  $m=9$  выделяется как наиболее рациональное.

В рамках данного диссертационного исследования было выполнено исследование распределения электромагнитной силы, действующей на индуктор двухполюсного линейного синхронного двигателя в зависимости от количества фаз статора.

Методика расчета силы составлена на основе методов теории магнитных цепей. Цепные методы расчета магнитных систем были первыми из широко применяющихся методов для анализа электрических машин [125]. По мере совершенствования вычислительной техники и расширения возможностей ЭВМ распространение получили метод теории поля (например, метод конечных элементов (МКЭ)), позволяющие получить более точное описание рассматриваемых систем. Тем не менее построение полевых моделей требует значительных затрат времени, а их решение – привлечения производительных ЭВМ [126]. На этапе разработки и оптимизации конструкции машины предпочтительными являются цепные методы расчета.

#### **4.1 Моделирование магнитной цепи линейного двигателя**

На рисунке 4.1 показана магнитная система  $m$ -фазного линейного двигателя, в котором подвижный элемент представляет собой два спаренных магнита. В любой момент времени магнитную цепь такого двигателя можно представить в виде множества контуров, характеризующихся набором МДС, обусловленных

токами в обмотках статора  $F_1, F_2, \dots, F_m$ , МДС магнитов  $F_{M1}, F_{M2}$ , и набором магнитных потоков и сопротивлений.

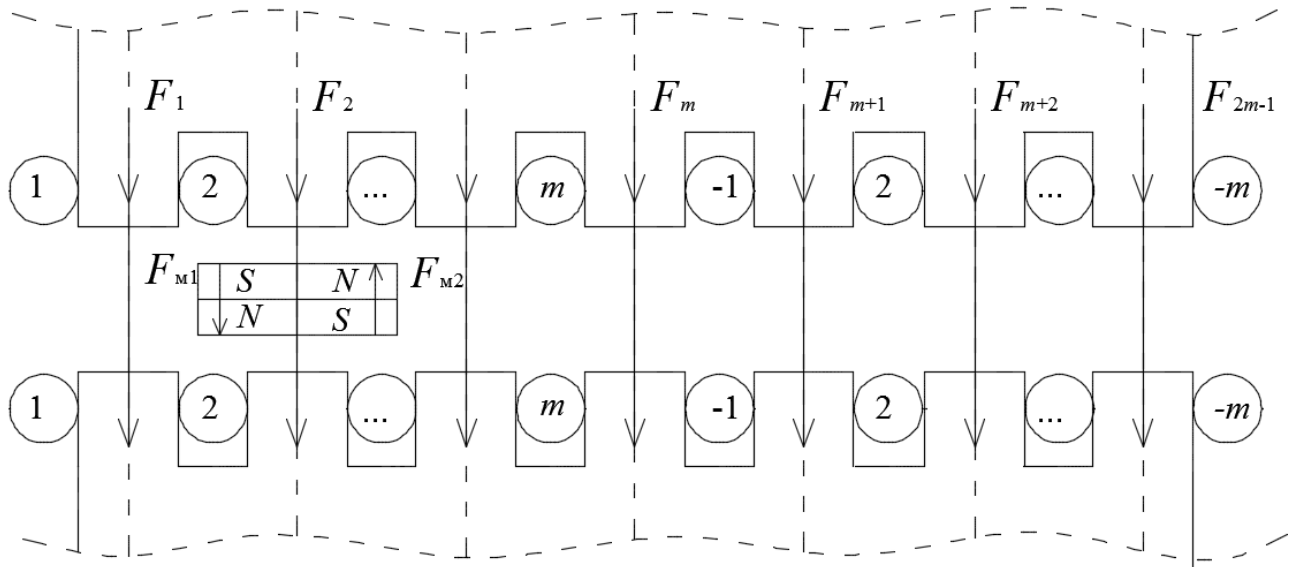


Рисунок 4.1 – Магнитная система  $m$ -фазного линейного двигателя

Рассмотрим простейший индуктор линейного двигателя, представляющий собой два спаренных магнита (рисунок 4.2,а).

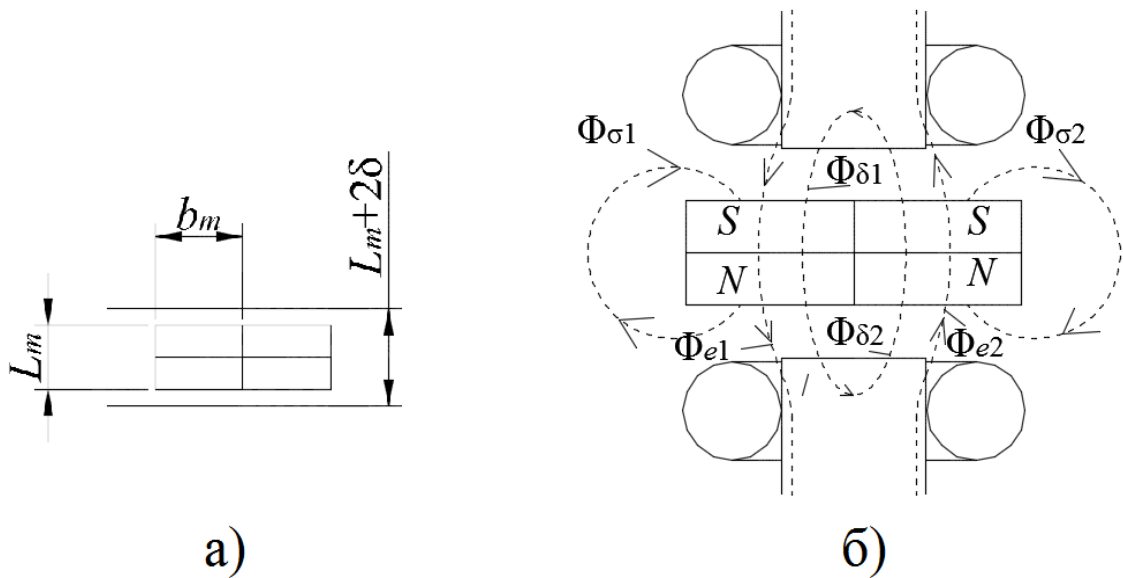


Рисунок 4.2 – Элементы магнитной системы линейного двигателя: а) элементарный подвижный элемент; б) магнитные потоки рабочего пространства двигателя

Магнитные потоки, характерные для любого положения индуктора в пространстве воздушного зазора, можно разделить на потоки рассеяния  $\Phi_\sigma$ ,

потоки краевого эффекта  $\Phi_e$ , эквивалентный рабочий поток  $\Phi_\delta$ . На рисунке 4.2,б изображен момент положения индуктора под/над зубцом статора.

На рисунке 4.3 изображена схема замещения магнитной цепи рассматриваемого двигателя при условии, что линейный размер магнитов в направлении движения  $2b_m$  не превышает суммарную величину ширины паза  $b_w$  и ширины зубца  $b_a$  статора. В этом случае движение индуктора можно разбить на участки, на которых изменение магнитных потоков будет периодически повторяться. Длина такого участка равна сумме ширины паза  $b_w$  и ширины зубца  $b_a$  статора, а магниты индуктора на участке взаимодействуют с МДС трех ближайших обмоток статора.

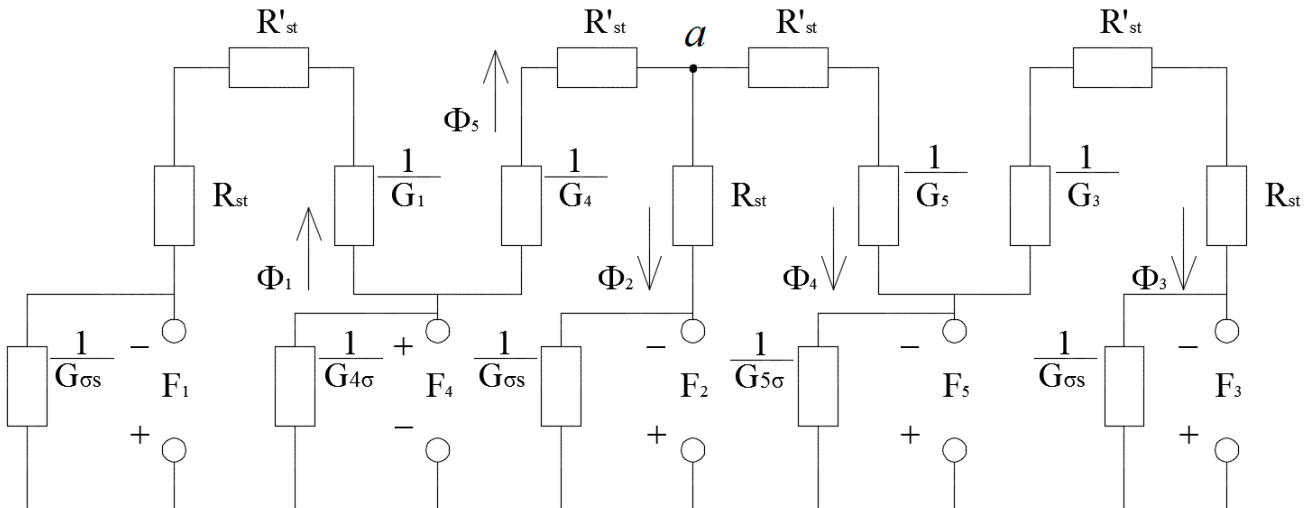


Рисунок 4.3 – Схема замещения магнитной цепи линейного двигателя

Чтобы определить электромагнитную силу, действующую на индуктор, необходимо знать величины магнитных потоков на любом участке магнитной цепи двигателя (рисунок 4.3).

Пользуясь первым и вторым законами Кирхгофа, составим уравнения для контуров магнитной цепи двигателя и узла  $a$  (рисунок 4.3).

$$F_1 + F_5 = \Phi_1 R_{st} + R'_{st} + R_1, \quad (4.1)$$

$$F_3 - F_4 = \Phi_3 R_{st} + R'_{st} + R_3, \quad (4.2)$$

$$F_5 + F_4 = \Phi_5 R'_{st} + R_5 + \Phi_4 R'_{st} + R_4, \quad (4.3)$$

$$F_5 + F_2 = \Phi_5 R'_{st} + R_5 + \Phi_2 R_{st}, \quad (4.4)$$

$$\Phi_5 = \Phi_2 + \Phi_4. \quad (4.5)$$

Составленные уравнения (4.1)–(4.5) позволяют определить выражения для МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ

$$\Phi_1 = \frac{F_1 + F_5}{R_{st} + R'_{st} + R_1}, \quad (4.6)$$

$$\Phi_2 = \frac{F_5 R_4 - F_4 R_5 + F_2 R_5 + R_4}{\left(1 + \frac{R'_{st}}{R_4}\right) R_5 R_4 + R_5 + R_4 R_{st}}, \quad (4.7)$$

$$\Phi_3 = \frac{F_3 - F_4}{R_{st} + R'_{st} + R_3}, \quad (4.8)$$

$$\Phi_5 = \frac{F_5 R_4 + F_5 + F_4 R_{st} \left(1 + \frac{R'_{st}}{R_5}\right)^{-1} + F_2 R_4}{\left(1 + \frac{R'_{st}}{R_5}\right) R_5 R_4 + R_5 + R_4 R_{st}}, \quad (4.9)$$

$$\Phi_4 = \frac{F_4 R_5 + F_5 + F_4 R_{st} \left(1 + \frac{R'_{st}}{R_4}\right)^{-1} - F_2 R_5}{\left(1 + \frac{R'_{st}}{R_4}\right) R_5 R_4 + R_5 + R_4 R_{st}}. \quad (4.10)$$

Если величины магнитных сопротивлений выразить через магнитные проводимости и ввести коэффициенты  $\varepsilon_1 = \frac{R_{st} + R'_{st}}{R_1}$ ,  $\varepsilon_2 = \frac{R_{st}}{R_4} \approx \frac{R_{st}}{R_5}$ ,

$\varepsilon_3 = \frac{R_{st} + R'_{st}}{R_3}$ ,  $\varepsilon_4 = \frac{R'_{st}}{R_4} \approx \frac{R'_{st}}{R_5}$ , то формулы (4.6)–(4.10) можно записать как

$$\Phi_1 = \frac{F_1 + F_5}{1 + \varepsilon_1} G_1, \quad (4.11)$$

$$\Phi_2 = \frac{F_5 G_5 - F_4 G_4 + F_2 G_5 + G_4}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2}, \quad (4.12)$$

$$\Phi_3 = \frac{F_3 - F_4}{1 + \varepsilon_3} G_3, \quad (4.13)$$

$$\Phi_4 = \frac{F_4 + F_5 + F_4 \varepsilon_2 (1 + \varepsilon_4)^{-1} - F_2}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} G_4, \quad (4.14)$$

$$\Phi_5 = \frac{F_5 + F_5 + F_4 \varepsilon_2 (1 + \varepsilon_4)^{-1} + F_2}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} G_5. \quad (4.15)$$

Как правило,  $\varepsilon_1 \ll 1$ ,  $\varepsilon_2 \ll 1$ ,  $\varepsilon_3 \ll 1$  и  $\varepsilon_4 \ll 1$ , и зачастую этими величинами можно пренебречь.

Располагая формулами (4.11)-(4.15), можно определить потоки во всех участках магнитной цепи рассматриваемой электрической машины.

Электромагнитную силу, действующую на индуктор, можно вычислить на основе общеизвестного соотношения [117]:

$$Q = \left. \frac{\partial W_e}{\partial x} \right|_{i=\text{const}}, \quad (4.16)$$

где  $Q$  – электромагнитная сила, действующая на индуктор;  $W_e$  – электромагнитная энергия, накопленная в магнитном поле контуров с током и поле постоянных магнитов;  $x$  – координата перемещения. Производная в (4.16) берется при постоянстве всех токов в контурах.

На каждом участке движения грани магнита связаны с тремя обмотками (это три контура статора с МДС  $F_1 = i_1 w_1$ ,  $F_2 = i_2 w_2$ ,  $F_3 = i_3 w_3$ ), а индуктор может быть представлен как эквивалентные контуры с током (два контура постоянных магнитов с МДС  $F_4 = i_4 w_4$ ,  $F_5 = i_5 w_5$ , где  $w_4 = w_5 = 1$ ,  $F_4 = F_5 = i_4 = i_5 = F_M$ ). При этом:

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^5 i_k \sum_{n=1}^5 i_n L_{kn},$$

где  $i_n$  – ток  $n$ -го контура;  $L_{kn}$  – взаимная индуктивность  $k$ -го и  $n$ -го контуров. Если  $k = n$ , то  $L_{kk}$  – собственная индуктивность  $k$ -го контура. Собственные индуктивности можно представить в виде:

$$L_{kk} = L_k + L_{k\sigma},$$

где  $L_k$  – индуктивность, связанная с общим потоком;  $L_{k\sigma}$  – индуктивность, связанная с потоком рассеяния.

Определим величины собственных и взаимных индуктивностей, связанных с общим потоком. Для определения собственных индуктивностей воспользуемся равенством:

$$\Psi_n = \Phi_n w_n = L_n i_n,$$

Чтобы найти  $L_n$ , необходимо  $\Phi_n$  из формул (4.11)–(4.15) умножить на  $w_n$  и разделить на  $i_n$ , приравняв при этом нулю все  $F_k$  в выражении  $\Phi_n$ , кроме  $F_n$ . Получим:

$$L_1 = \frac{F_1}{1 + \varepsilon_1} G_1 \frac{w_1}{i_1} = \frac{i_1 w_1}{1 + \varepsilon_1} G_1 \frac{w_1}{i_1} = \frac{G_1}{1 + \varepsilon_1} w_1^2,$$

Аналогично рассуждая:

$$L_2 = \frac{G_5 + G_4}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} w_2^2,$$

$$L_3 = \frac{G_3}{1 + \varepsilon_3} w_3^2,$$

$$L_4 = \frac{1 + \varepsilon_4 + \varepsilon_2}{1 + 2\varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} G_4,$$

$$L_5 = \frac{1 + \varepsilon_4 + \varepsilon_2}{1 + 2\varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} G_5.$$

Для определения взаимных индуктивностей воспользуемся равенством:

$$\Psi_{kn} = \Phi_k w_k = L_{kn} i_n, \quad (4.17)$$

Чтобы найти  $L_{kn}$ , необходимо  $\Phi_k$  из формул (4.11)–(4.15) умножить на  $w_k$  и разделить на  $i_n$ , приравняв при этом нулю все  $F_k$  в выражении  $\Phi_k$ , кроме  $F_n$ .

$$L_{12} = 0; L_{13} = 0; L_{14} = 0; L_{15} = \frac{G_1}{1 + \varepsilon_1} w_1$$

$$L_{21} = 0; L_{23} = 0; L_{24} = -\frac{G_4}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} w_2; L_{25} = \frac{G_5}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} w_2$$

$$L_{31} = 0; L_{32} = 0; L_{34} = -\frac{G_3}{1 + \varepsilon_3} w_3; L_{35} = 0$$

$$L_{41} = 0; L_{42} = -\frac{G_4}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} w_2; L_{43} = 0; L_{45} = \frac{G_4 \varepsilon_4}{1 + 2\varepsilon_4 + 2\varepsilon_2}$$

$$L_{51} = 0; L_{52} = \frac{G_5}{1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} w_2; L_{53} = 0; L_{54} = \frac{G_5 \varepsilon_4}{1 + 2\varepsilon_4 + 2\varepsilon_2}$$

Запишем выражение для силы:

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left[ L_1 i_1^2 + L_2 i_2^2 + L_3 i_3^2 + L_4 i_4^2 + L_5 i_5^2 + L_{1\sigma} i_1^2 + L_{2\sigma} i_2^2 + \right. \\ \left. + L_{3\sigma} i_3^2 + L_{4\sigma} i_4^2 + L_{5\sigma} i_5^2 + L_{15} i_1 i_5 + L_{24} i_2 i_4 + L_{25} i_2 i_5 + L_{34} i_3 i_4 + \right. \\ \left. + L_{42} i_4 i_2 + L_{45} i_4 i_5 + L_{52} i_5 i_2 + L_{54} i_5 i_4 \right]$$

Учитывая, что  $F_4 = F_5 = i_4 = i_5 = F_M$ , преобразуем:

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left[ L_1 i_1^2 + L_2 i_2^2 + L_3 i_3^2 + L_4 F_M^2 + L_5 F_M^2 + L_{1\sigma} i_1^2 + L_{2\sigma} i_2^2 + \right. \\ \left. + L_{3\sigma} i_3^2 + L_{4\sigma} F_M^2 + L_{5\sigma} F_M^2 + L_{15} i_1 F_M + L_{24} i_2 F_M + L_{25} i_2 F_M + \right. \\ \left. + L_{34} i_3 F_M + L_{42} F_M i_2 + L_{45} F_M^2 + L_{52} F_M i_2 + L_{54} F_M^2 \right] = \\ = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \underbrace{L_4 + L_5 + L_{4\sigma} + L_{5\sigma} + L_{45} + L_{54}}_{Q_M} F_M^2 + \\ + \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \underbrace{\left[ L_1 i_1^2 + L_2 i_2^2 + L_3 i_3^2 + L_{1\sigma} i_1^2 + L_{2\sigma} i_2^2 + L_{3\sigma} i_3^2 \right]}_{Q_W} + \\ + \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \underbrace{\left[ L_{15} i_1 + L_{24} i_2 + L_{25} i_2 + L_{34} i_3 + L_{42} i_2 + L_{52} i_2 \right]}_{Q_{MW}} F_M$$

Из полученного выражения видно, что электромагнитная сила включает в себя три составляющие:

$$Q = Q_M + Q_W + Q_{MW},$$

где  $Q_M$  – сила, обусловленная действием магнитов;  $Q_W$  – сила, обусловленная действием токов в обмотках;  $Q_{MW}$  – сила взаимодействия магнита и тока в обмотках.



Анализ составляющей  $Q_W$  показал, что по сравнению с  $Q_M$  и  $Q_{MW}$ , она имеет весьма малую величину.

Преобразуем выражение (4.17) с учетом формул, полученных для индуктивностей, исключив составляющую  $Q_W$ . При этом обозначим

$$k_\mu = 1 + \varepsilon_4 + 2\varepsilon_2 \text{ и положим, что } \frac{1 + \varepsilon_4 + \varepsilon_2}{1 + 2\varepsilon_4 + 2\varepsilon_2} \approx 1.$$

$$\begin{aligned} Q = & \underbrace{\frac{1}{2k_\mu} \frac{\partial}{\partial x} [G_4 + G_5 + k_\mu G_{4\sigma} + k_\mu G_{5\sigma} + 2G_{45}] F_M^2}_{Q_M} + \\ & + \underbrace{\frac{1}{k_\mu} \frac{\partial}{\partial x} (G_5 - G_4) F_M F_2 + \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{G_1}{1 + \varepsilon_1} w_1 i_1 - \frac{G_3}{1 + \varepsilon_3} w_3 i_3 \right] F_M}_{Q_{MW}} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Если количество витков во всех фазах статора одинаково  $w_1 = w_2 = w_3 = w_s$ , при отсутствии немагнитной прокладки между магнитами  $G_{45} = 0$ , а также учитывая, что проводимости рассеяния фазных обмоток статора  $G_{1\sigma}$ ,  $G_{1\sigma}$ ,  $G_{1\sigma}$  не зависят от координаты  $x$ , поэтому их производные будут равны нулю выражение (4.22) можно упростить:

$$\begin{aligned} Q = & \underbrace{\frac{1}{2k_\mu} \frac{\partial}{\partial x} (G_4 + G_5 + k_\mu G_{4\sigma} + k_\mu G_{5\sigma}) F_M^2}_{Q_M} + \\ & + \underbrace{\frac{1}{k_\mu} \frac{\partial}{\partial x} (G_5 - G_4) F_M F_2 + \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{G_1}{1 + \varepsilon_1} i_1 - \frac{G_3}{1 + \varepsilon_3} i_3 \right) w_s F_M}_{Q_{MW}} \end{aligned}$$

Полученная формула позволяет найти величину электромагнитной силы, действующей на индуктор многофазного линейного двигателя, в котором индуктор представляет собой два спаренных магнита без немагнитной прокладки между ними, при этом линейный размер одного магнита в направлении перемещения не превосходит суммарную ширину паза статора и зубца статора. Формула может быть использована для любого количества фаз статора.

## 4.2 Методика расчета магнитных проводимостей на участках магнитной цепи линейного двигателя в зависимости от положения индуктора

Величины данных проводимостей могут быть найдены путем разбиения магнитного поля на элементарные трубки, в пределах которых поток одинаков. Полная проводимость участка будет определяться суммарной проводимостью всех трубок.

На рисунке 4.4 изображен некоторый участок движения индуктора при условии  $b_w < b_m$ . На данном участке существуют проводимости, обусловленные потоками рассеяния  $G_{1\sigma}$ ,  $G_{2\sigma}$ , потоками краевого эффекта  $G_{1e}$ ,  $G_{2e}$  и потоками проводимости  $G_{1\Delta}$ ,  $G_{2\Delta}$  в рабочей зоне, связанные с потоком в среднем зубце, проводимость  $G'_{1e}$ , связанная с потоком в левом зубце, и проводимость  $G'_{2e}$ , связанная с потоком в правом зубце.

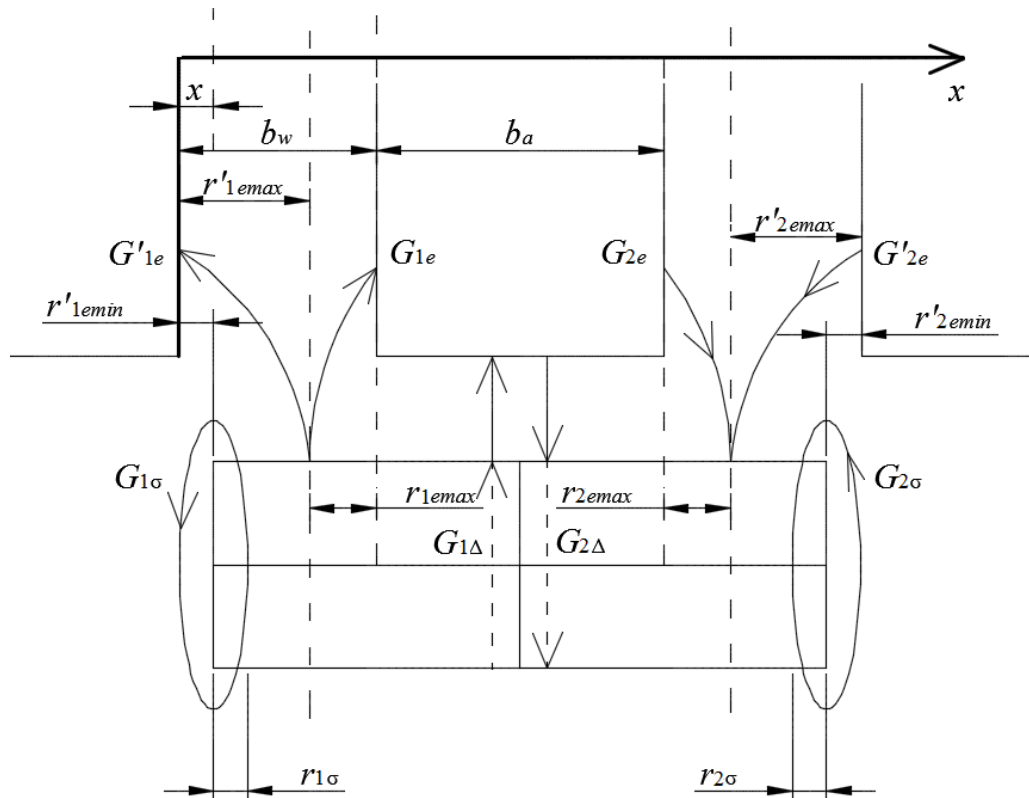


Рисунок 4.4 – Состав проводимостей на произвольном участке движения индуктора линейного двигателя

Полная проводимость краевого эффекта на выступающей части магнита ограничена линией, разделяющей области потока краевого эффекта  $\Phi_e$  и потока рассеяния  $\Phi_\sigma$  [117]. Радиус  $r_{e\max}$  определяет положение этой линии на выступающей части магнита:

$$G_e x = \frac{\mu_0 l}{\pi} \int_{r_{e\min} x}^{r_{e\max} x} \frac{d\rho}{a + \rho} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{a + r_{e\max} x}{a + r_{e\min} x},$$

где  $a$  – параметр, зависящий от геометрических размеров магнитной системы.

$$a = \frac{1}{\pi} \left( \frac{\mu_0}{\mu_r} L_m + 2\delta \right),$$

где  $L_m$  – ширина магнита;  $\delta$  – ширина воздушного зазора.

Проводимость рассеяния  $G_\sigma x$  :

$$G_\sigma x = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \int_0^{r_\sigma x} \frac{d\rho}{a + \rho} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{a + r_\sigma x}{a},$$

Эквивалентная проводимость  $G_\Delta x$  :

$$G_\Delta x = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{b x}{a},$$

где  $b x$  – часть магнита, находящаяся в магнитном зазоре.

Линия раздела потоков  $\Phi_\sigma$  и  $\Phi_e$  всегда располагается так, чтобы суммарная проводимость  $G_e x + G_\sigma x$  имеет максимальное значение. Определить положение данной линии можно, решив уравнение:

$$\frac{d}{d\lambda} G_e x + G_\sigma x = 0,$$

где  $\lambda$  – некоторый параметр.

Для расчета проводимостей была разработана следующая методика. Согласно ей вычисление проводимостей в зависимости от координаты перемещения производится с учетом следующих приемов:

1) Рассматривать весь путь индуктора внутри статора как совокупность отрезков с повторяющимся характером проводимостей. Длина одного такого отрезка равна  $b_w + b_a$ .

2) При определении проводимостей на каждом из таких отрезков их также удобно разбить на отрезки.

3) Чтобы вывести формулы расчета магнитных проводимостей, обозначим грани спаренных магнитов, как показано на рисунке 4.5. При достижении каждой гранью определенной координаты будет изменяться состав магнитных проводимостей участка и, соответственно, формулы для их вычисления.

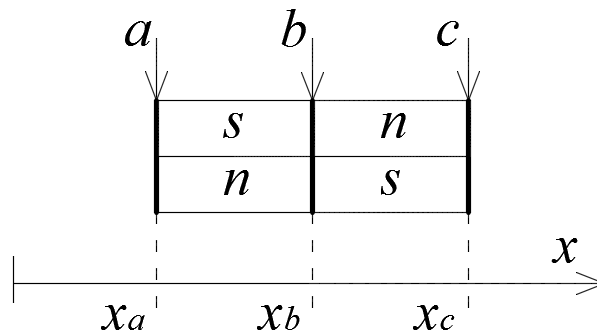


Рисунок 4.5 – Элементарный индуктор линейного двигателя, состоящий из двух спаренных магнитов, с обозначением граней магнитов по координате пути перемещения

Пусть координата грани  $x_a$  совпадает с координатой смещения индуктора  $x$  из начального положения  $x = 0$ . В таблице 4.1 приведены диапазоны изменения координат граней магнитов при рассмотрении элементарного участка движения, равного  $b_w + b_a$ . Когда смещение индуктора  $x$  оказывается больше  $b_w + b_a$ , состав проводимостей повторяется аналогично предыдущему участку.

Рассмотрим алгоритм вычисления проводимостей по граням магнитов.

На рисунке 4.6 показано начальное положение магнита при  $x = 0$ . В этой точке поток рассеяния  $G_{1\sigma}$  еще не появился и  $r_{1\sigma} = 0$ . При этом проводимости  $G_{1e} = G'_{1e}$ , что обеспечивает максимум суммы  $\Phi_{1e}$  и  $\Phi'_{1e}$ . Со смещением магнита влево на определенную величину  $r_{1\sigma} > 0$  и  $G_{1\sigma} \neq 0$ . Сначала проводимость краевого эффекта  $G_{1e}$ , связанная со средним зубцом, сохраняет

свое максимальное значение ( $r_{1e\max} = 0,5b_w$ ), а проводимость  $G'_{1e}$  уменьшается до тех пор, пока совсем не исчезнет.

Таблица 4.1 – Диапазон изменения координат граней магнитов

Координаты граней	Диапазон изменения	
	min	max
$x_a = x$	0	$b_w + b_a$
$x_b = x + b_m$	$b_m$	$b_m + b_w + b_a$
$x_c = x + 2b_m$	$2b_m$	$2b_m + b_w + b_a$

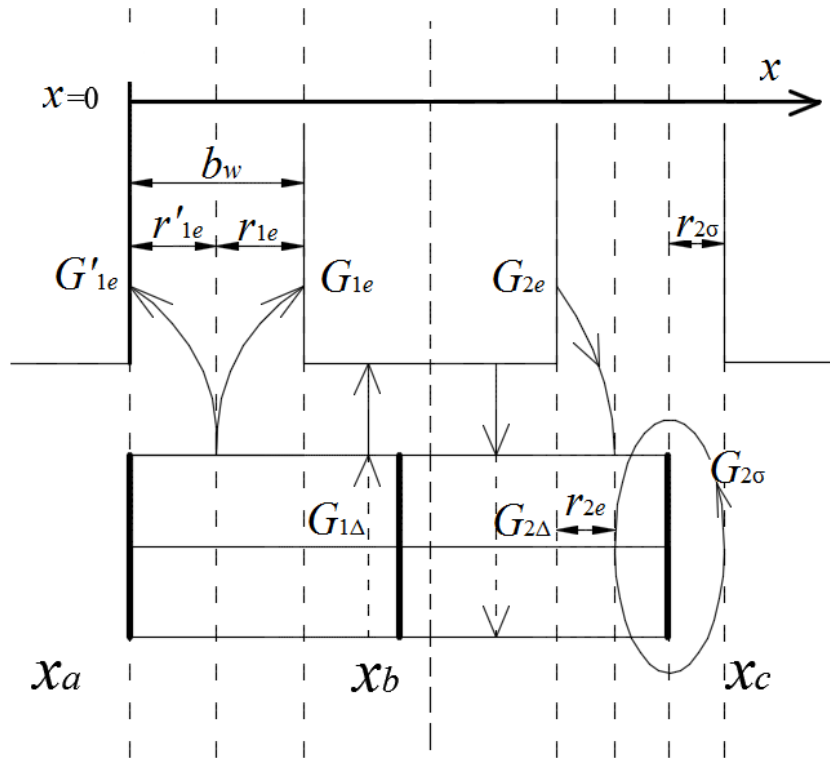


Рисунок 4.6 – Начало движения ( $x = 0$ )

Чтобы определить границы участков решим уравнение:

$$\frac{d}{d\lambda} G_{1\sigma} + G'_{1e} + G_{1e} = 0$$

Обозначим часть магнита, находящуюся в зазоре паза  $b$ . Тогда  $r_{1e\max} = \lambda b$ ,

$$r_{1e\min} = 0.$$

$$r'_{1e\max} = 1 - \lambda b + x$$

$$r'_{1e \min} = x + r_{1\sigma}$$

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{a + r_{1\sigma}}{a} + \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{a + 1 - \lambda b + x}{a + x + r_{1\sigma}} + \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{a + \lambda b}{a + 0} \right) = 0$$

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{a + r_{1\sigma}}{a} + \ln \frac{a + 1 - \lambda b + x}{a + x + r_{1\sigma}} + \ln \frac{a + \lambda b}{a} \right) = 0$$

$$-\frac{a + x + r_{1\sigma}}{a + 1 - \lambda b + x} \frac{b}{a + x + r_{1\sigma}} + \frac{a}{a + \lambda b} \frac{b}{a} = 0$$

$$-\frac{1}{a + 1 - \lambda b + x} + \frac{1}{a + \lambda b} = 0$$

$$a + \lambda b = a + 1 - \lambda b + x$$

$$a + \lambda b = a + b - \lambda b + x$$

$$2\lambda b = b + x$$

$$\lambda = \frac{b + x}{2b}$$

$$r_{1e \max} = \lambda b = \frac{b + x}{2b} b = \frac{b + x}{2} = \frac{b_w}{2}$$

$$r'_{1e \max} = \left( 1 - \frac{b + x}{2b} \right) b + x = b - \frac{b_w}{2} + x = b_w - \frac{b_w}{2} = \frac{b_w}{2}$$

При этом часть магнита, равную  $b_1 = b - \frac{b_w}{2}$  занимают проводимости  $G'_{1e}$  и

$G_{1\sigma}$ .

Решим уравнение:

$$\frac{d}{d\lambda} G_{1\sigma} + G'_{1e} = 0$$

Обозначим  $r_{1\sigma} = \lambda b_1$ ,  $r'_{1e \max} = 0,5b_w$ ,  $r'_{1e \min} = x + \lambda b_1$ .

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{a + \lambda b_1}{a} + \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{a + 0,5b_w}{a + x + \lambda b_1} \right) = 0$$

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{a + \lambda b_1}{a} + \ln \frac{a + 0,5b_w}{a + x + \lambda b_1} \right) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{a}{a + \lambda b_1} \frac{b_1}{a} - \frac{a + x + \lambda b_1}{a + 0,5b_w} \frac{a + 0,5b_w}{a + x + \lambda b_1} \frac{b_1}{2} = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{1}{a + \lambda b_1} - \frac{1}{a + x + \lambda b_1} = 0$$

$$2 a + \lambda b_1 = a + x + \lambda b_1$$

$$2a + 2\lambda b_1 = a + x + \lambda b_1$$

$$a + \lambda b_1 = x$$

$$\lambda = \frac{x - a}{b_1}$$

$$r_{1\sigma} = \lambda b_1 = \frac{x - a}{b_1} b_1 = x - a$$

$$r'_{1e \min} = x + \lambda b_1 = x + \frac{x - a}{b_1} b_1 = 2x - a.$$

Таким образом,  $r_{1\sigma} > 0$  при  $x > a$ , и для участка №1 имеем:

$$r_{1e \max} = 0,5b_w$$

$$r_{1e \min} = 0$$

$$r'_{1e \max} = 0,5b_w$$

$$r'_{1e \min} = x$$

Далее начинается участок, где присутствует проводимость  $G_{1\sigma}$ . Обозначим его как участок №1'.

$$r_{1e \max} = 0,5b_w$$

$$r_{1e \min} = 0$$

$$r'_{1e \max} = 0,5b_w$$

$$r'_{1e \min} = 2x - a$$

$$r_{1\sigma} = x - a$$

Он заканчивается, когда исчезает проводимость  $G'_{1e}$ , то есть

$$r'_{1e \max} = r'_{1e \min}.$$

$$0,5b_w = 2x - a$$

$$x = \frac{0,5b_w + a}{2}$$

Если  $a > 0,25b_w + 0,5a$ ,  $2a > b_w$ , тогда участок №1' не существует и границей участка №1 является точка исчезновения проводимости  $G'_{1e}$   $x = 0,5b_w$ .

После исчезновения  $G'_{1e}$ , половина магнита обладает проводимостями  $G_{1e}$  и  $G_{1\sigma}$ . Как и прежде соотношения их радиусов находятся из условия обеспечения максимума суммы  $\Phi_{1e}$  и  $\Phi_{1\sigma}$ .

$$r_{1e \max} = \frac{2b}{3} + \frac{a}{3} = \frac{2b_w - x}{3} + \frac{a}{3},$$

где  $b = b_w - x$  — длина части магнита, находящаяся в зазоре между пазами.

$$r_{1\sigma} = \frac{b}{3} - \frac{a}{3} = \frac{b_w - x}{3} - \frac{a}{3}$$

При этом  $r_{1\sigma}$  существует до тех пор, пока  $\frac{b_w - x}{3} > \frac{a}{3}$ ,  $b_w - x > a$ ,

$x < b_w - a$ .

После этой точки  $r_{1e \max} = b$ ,  $r_{1\sigma} = 0$ .

Затем грань магнита  $x_a$  входит в зазор между зубцами и обладает проводимостью  $G_{1\Delta}$

$$G_{1\Delta} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{b_{1\delta}}{a},$$

где  $b_{1\delta}$  — длина части магнита, находящейся между зубцами статора.

$$b_{1\delta} = b_a + b_w - x$$

Обобщенные данные для расчета проводимостей для грани  $x_a$  представлены в таблице Г.1 приложения Г.

Положение грани  $x_c$  представляет собой зеркальное отражение грани  $x_a$  относительно оси симметрии индуктора, поэтому она обладает всеми участками движения, характерными для грани  $x_a$ .

Для удобства будем рассматривать изменение координаты грани  $x_c$  от 0 до  $b_w + b_a$  (по аналогии с гранью  $x_a$ ). Реальная последовательность участков может



быть иной, а координата участков  $x_c$  может быть получены из реальной координаты путем преобразований:

$$x_{c\_real} = x + 2b_m$$

$$x_c = x_{c\_real} - b_w + b_a$$

Если  $x_a > b_w + b_a$  (следующий цикл движения), тогда  $x_c = x_{c\_real} - 2 b_w + b_a$ . Если  $x_a > 2 b_w + b_a$ , то  $x_c = x_{c\_real} - 3 b_w + b_a$  и т.д.

При движении магнита из точки  $x_c = 0$  влево появляется поток краевого эффекта  $\Phi_{2e}$ . Он существует до точки, где появляется поток рассеяния  $G_{2\sigma}$  (при условии  $b_w > a$ ). Затем появляется поток краевого эффекта  $\Phi'_{2e}$ . В зависимость от соотношения  $2a < b_w$  или  $2a > b_w$  состав проводимостей на данном участке характеризуется наличием или отсутствием  $G_{2\sigma}$ .

Обозначим  $r_{2\sigma} = \lambda b$ ,  $r_{2e\max} = 1 - \lambda b$ ,  $r_{2e\min} = 0$ .

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{a + \lambda b}{a} + \frac{\mu_0 l}{\pi} \ln \frac{a + 1 - \lambda b}{a + 0} \right) = 0$$

$$\frac{d}{d\lambda} \left( \frac{1}{2} \ln \frac{a + \lambda b}{a} + \ln \frac{a + 1 - \lambda b}{a} \right) = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{a}{a + \lambda b} \frac{b}{a} - \frac{a}{a + 1 - \lambda b} \frac{b}{a} = 0$$

$$\frac{1}{2} \frac{1}{a + \lambda b} - \frac{1}{a + 1 - \lambda b} = 0$$

$$2 a + \lambda b = a + 1 - \lambda b$$

$$2a + 2\lambda b = a + b - \lambda b$$

$$a + 3\lambda b = b$$

$$\lambda = \frac{b - a}{3b}$$

$$r_{1\sigma} = \lambda b = \frac{b - a}{3b} b = \frac{b - a}{3} = \frac{x - a}{3}$$

$$r_{2e \max} = 1 - \lambda b = \left(1 - \frac{b-a}{3b}\right)b = b - \frac{b-a}{3} = \frac{2b+a}{3} = \frac{2x+a}{3}.$$

Обобщенные данные для расчета проводимостей для грани  $x_c$  по первому, второму и третьему участкам представлены в таблице Г.2 приложения Г.

От положения грани  $x_b$  зависит полный состав проводимостей граней  $x_a$  и  $x_c$ . Возможны два случая:

- 1) Если при  $x_a = 0$  реальная координата  $b_w < x_b < b_w + b_a$ .
- 2) Если при  $x_a = 0$  координата  $b_w + b_a < x_b < 2b_w + b_a$ .

Обобщенные данные для расчета проводимостей для грани  $x_c$  по участкам представлены в таблице Г.3 приложения Г.

Суммарные проводимости на каждом участке складываются из проводимостей всех трех граней. Используя данные из таблиц приложения Г, можно вычислить величину магнитных проводимостей и значение электромагнитной силы при любом положении индуктора.

### **4.3 Исследование влияния параметров магнитной системы на величину и распределение электромагнитной силы**

С целью исследование влияния параметров магнитной системы, таких как длина магнита  $b_m$ , ширина паза  $b_w$ , ширина зубца  $b_a$  статора и количество фаз статора  $m$  на величину и распределение электромагнитной силы  $Q(x)$  был составлен ряд программ на языке VBA (Visual Basic for Applications), реализованных в Microsoft Excel. Параметры магнитной системы приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Исходные данные для расчета силы тяги

№	Параметр	Значение	Единицы измерения
1	Количество магнитов на индукторе	2	
2	Ширина паза статора $b_w$	20	мм
3	Ширина зубца статора $b_a$	20	мм
4	Ширина полюса магнита $b_m$	20	мм
5	Количество витков в обмотке фазы $w$	450	
6	Амплитуда тока в фазе $I_m$	10	А
7	Сила магнита $F_m$	2250	А
8	Количество фаз статора $m$	3, 9, 15	
9	Частота тока статора $f$	50	Гц
10	Момент времени $t$	0	с
11	Коэффициент насыщения магнитной цепи $k_\mu$	1,1	
12	Ширина магнита $L_m$	3	мм
13	Ширина воздушного зазора $\delta$	0,5	мм
14	Магнитный коэффициент $\mu_r$	$13,3 \cdot 10^{-7}$	Гн/м
15	Магнитная постоянная $\mu_0$	$4\pi \cdot 10^{-7}$	Гн/м
16	Длина магнита $l$ по окружности	188	мм

### Исследование зависимости $Q(x)$ от соотношения $b_m$ и $b_w$

Если суммарная длина магнитов  $2b_m$  превышает  $b_w + b_a$ , то есть при  $x_a = 0$  координата  $b_w + b_a < x_b < 2b_w + b_a$  или даже  $2b_w + b_a < x_b$  (рисунок 4.7), то на каждом участке грани  $x_a = 0$  согласно приведенной методике расчета магнитных проводимостей необходимо добавить проводимости  $G_{1\Delta}$ ,  $G''_{1e}$ ,  $G'''_{1e}$ . Но данные проводимости не будут изменяться с изменением  $x$ , следовательно

при вычислении силы  $Q(x)$  их производные будут равны нулю и они не будут вносить вклад в величину электромагнитной силы.

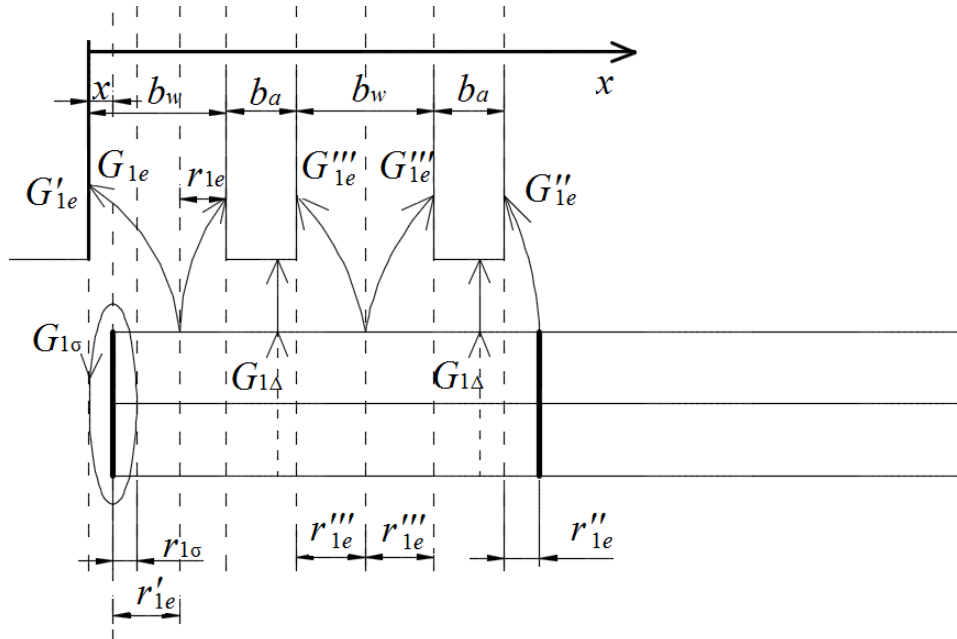


Рисунок 4.7 – Магнитная система линейного двигателя при суммарной длине магнитов индуктора превышающей суммарную ширину паза и зубца статора

Отсюда следует важный вывод о том, что наличие участков постоянных проводимостей нецелесообразно с точки зрения создания электромагнитной силы, и выполнение магнитов с длиной  $2b_m > b_w + b_a$  нецелесообразно.

При дальнейшем исследовании соотношения размеров  $b_m$  и  $b_w$  было установлено, что наибольших значений сила  $Q(x)$  достигает при  $b_w \leq 0,5b_m$ . Это накладывает

накладывает ограничение на количество витков, которые можно разместить в пазовом окне.

### Исследование зависимости $Q(x)$ от соотношения $b_m$ и $b_a$ при $b_w = 0,5b_m$

Магнитная система имеет следующие параметры:  $b_m=0,04$  м,  $b_w=0,02$  м. На рисунке 4.8 представлены зависимости  $Q(x)$  для  $b_a=0,01; 0,02; 0,03; 0,04$  м.

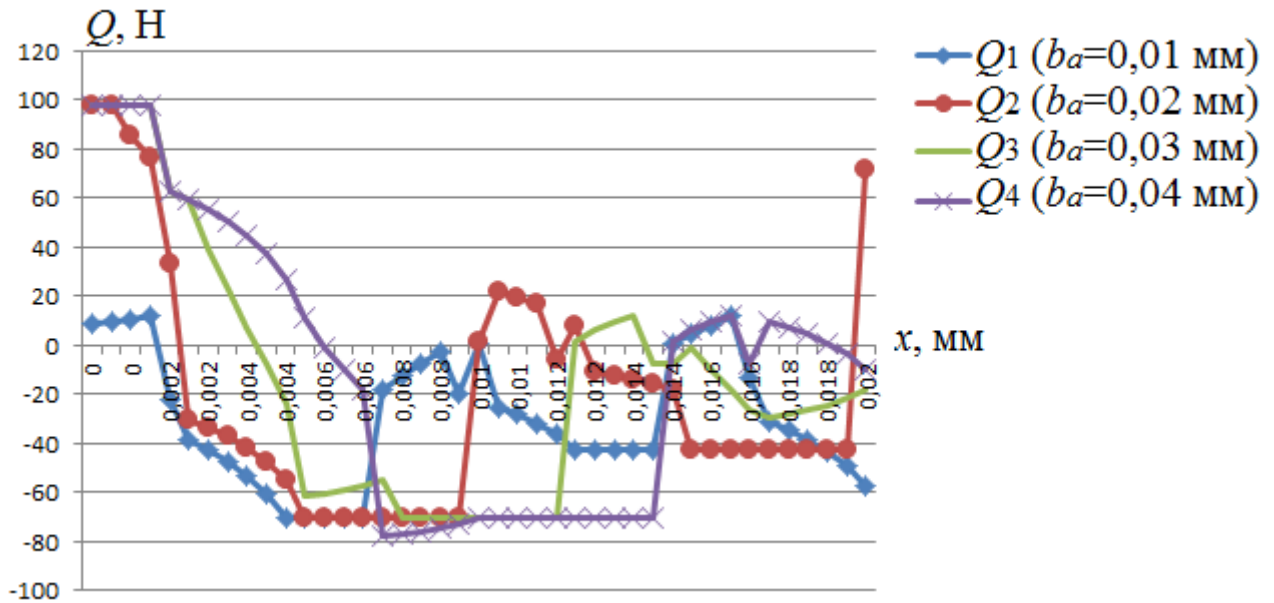


Рисунок 4.8 – Зависимость  $Q(x)$  для различной ширины зубца статора

Из графиков рисунка 4.8 видно, что максимальное усилие при пуске из положения  $x=0$  развивается при  $b_a = 0,5b_m$  (зависимость  $Q2$ ). Однако несколько меньшую, но стабильную величину на протяжении  $x \in 0; b_w$  сила  $Q(x)$  имеет при  $b_a > 0,5b_m$  (зависимости  $Q3, Q4$ ). На рисунке 6.8 при  $0 < x < b_w$   $Q3=Q4$ . Затем  $Q3$  заметно быстрее переходит в область отрицательных значений. Далее  $Q4$  ( $b_a = b_m$ ) имеет наибольшее из всех зависимостей. Таким образом, чтобы обеспечить действие электромагнитной силы определенной величины на большем промежутке и снизить вероятность неуспешного запуска двигателя при отклонении индуктора от нулевого положения (малая точность позиционирования) целесообразно выполнять зубцовую зону статора с соблюдением соотношения  $b_a = b_m$ .

**Исследование зависимости  $Q(x)$  от соотношения  $m$  при  $b_m = b_a$ ,  $b_w = 0,5b_m$ , одинаковом удельном  $I_{удел}$**

Количество фаз статора  $m$  в исследуемых вариантах равно 3, 5, 9, 15. Обмотка статора выполняется согласно схеме, представленной на рисунке 4.9 (случай для  $m=5$ ). Обозначив условно номер фазы  $N$ , начало фазы ( $N$ ), конец фазы

( $N'$ ), чередование выводов фаз в пазах статора можно записать следующим образом:

3-фазная обмотка: (1) (3') (2) (1') (3) (2')

5-фазная обмотка: (1) (4') (2) (5') (3) (1') (4) (2') (5) (3')

9-фазная обмотка: (1) (6') (2) (7') (3) (8') (4) (9') (5) (1') (6) (2') (7) (3') (8) (4') (9) (5')

15-фазная обмотка: (1) (9') (2) (10') (3) (11') (4) (12') (5) (13') (6) (14') (7) (15') (8) (1') (9) (2') (10) (3') (11) (4') (12) (5') (13) (6') (14) (7') (15) (8')

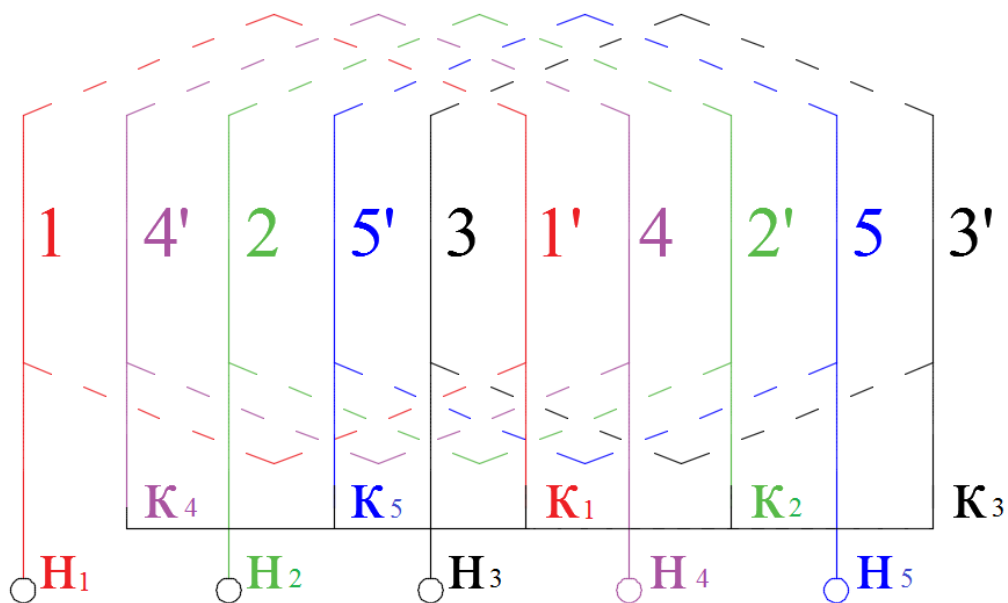


Рисунок 4.9 – Графическая схема обмотки 5-фазного линейного двигателя

Под удельным током  $I_{\text{удел}}$ , понимается величина равная:

$$I_{\text{удел}} = \frac{P_{\text{дв}}}{U_{\text{ном}}},$$

где  $P_{\text{дв}}$  – номинальная мощность двигателя;  $U_{\text{ном}}$  – номинальное фазное напряжение.

Таким образом, сравниваются двигатели одинаковой мощности. Величина удельного тока принята 30 А. Зависимости  $Q(x)$  приведены на рисунке 4.10.

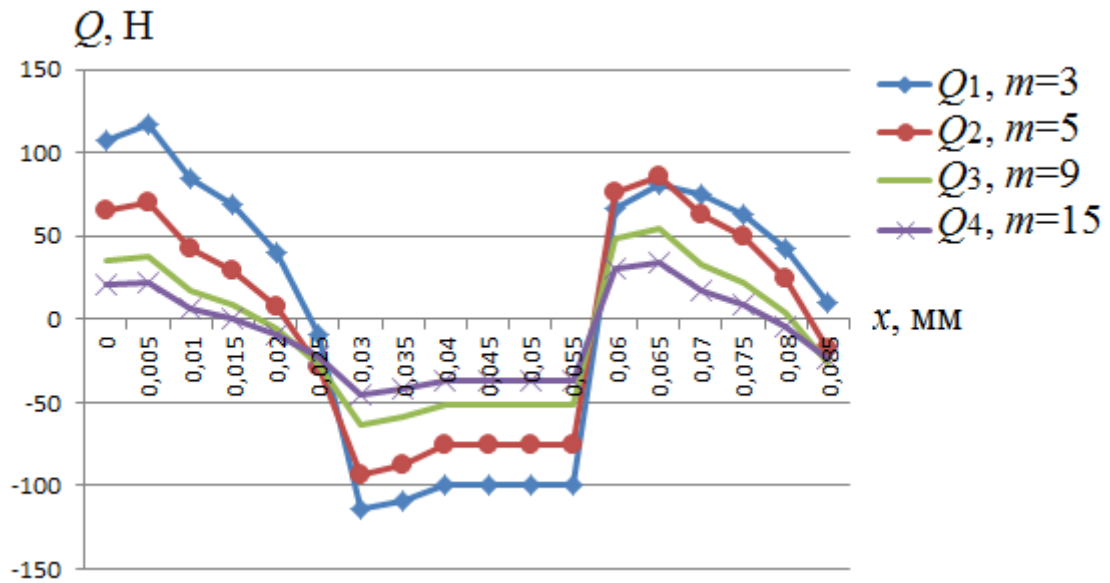


Рисунок 4.10 – Зависимость  $Q(x)$  для различного количества фаз статора при одинаковом удельном токе на все фазы (начало движения)

Из рисунка 4.10 следует, что при одинаковой мощности двигателей максимальную величину  $Q(x)$  на участке  $x \in 0; b_w$  имеет при количестве фаз  $m=3$ . Но рассматривая зависимость  $Q(x)$  на более длинном промежутке движения (рисунок 4.11), можно заметить, что среднее значение силы  $Q(x)$  возрастает с ростом  $m$ .

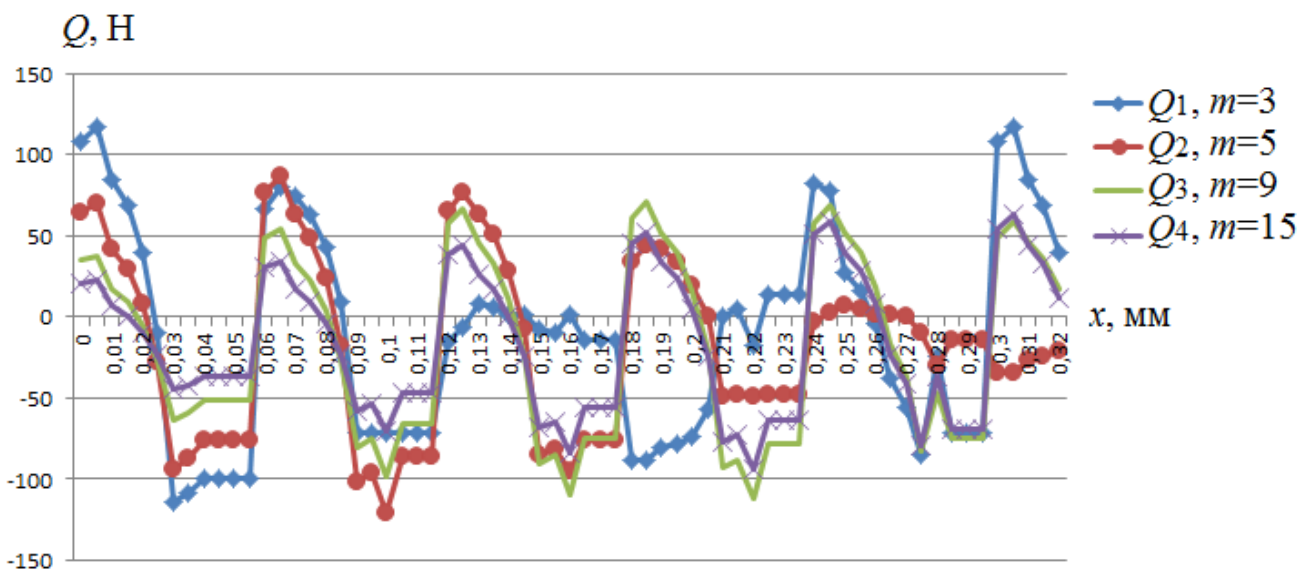


Рисунок 4.11 – Зависимость  $Q(x)$  для различного количества фаз статора при одинаковом удельном токе на все фазы (по длине статора)

Таким образом, при необходимости обеспечения длинного пути перемещения индуктора целесообразно выполнение статора с большим количеством фаз. Кроме того, при длинном пути перемещения индуктора на статоре необходимо укрепить несколько комплектов трехфазных обмоток по длине. Линейная скорость в этом случае будет равна:

$$v = 2\tau f = \frac{L_s}{p} f,$$

где  $\tau$  – полюсное деление;  $L_s$  – длина статора;  $p$  – количество полюсов (эквивалентно количеству комплектов трехфазных обмоток).

При необходимости увеличения скорости перемещения потребуется увеличить частоту тока в обмотках, что приведет к увеличению потерь на перемагничивание. Увеличение количества фаз позволяет не повышать частоту тока в обмотках и уменьшить количество комплектов обмоток. Так одна 9-фазная обмотка, эквивалентная по длине трем 3-фазным обмоткам, может обеспечивать скорость перемещения индуктора 3 раза большую при той же частоте тока в обмотке.

Таким образом, увеличение количества фаз может быть целесообразным при большой длине перемещения индуктора и требуемой высокой скорости.

Работа выполнена в рамках реализации федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы», соглашение о предоставлении субсидии от «20» октября 2014 г. № 14.577.21.0121, уникальный идентификатор прикладных научных исследований (проекта) RFMEFI57714X0121.

#### 4.4 Выводы

1. Разработан алгоритм, позволяющий автоматизировать расчет проводимостей участков магнитной цепи линейного двигателя и определять



значение электромагнитной силы, действующей на индуктор линейной машины для любого количества фаз статорной обмотки.

2. Разработаны рекомендации по выбору значений конструктивных параметров линейного электрического двигателя с постоянными магнитами, обеспечивающих повышение эффективности машины:

а) выполнение двух полюсов индуктора суммарной длиной превышающей суммарную ширину паза и зубца статора нецелесообразно;

б) наибольшие значения электромагнитной сила достигаются при ширине паза вдвое меньшей ширины одного полюса индуктора;

в) постоянная величина электромагнитной силы на протяжении ширины паза достигается при ширине зубца статора большей половины ширины полюса индуктора, при равенстве величин достигается наибольшее значение величины.

3. Увеличение количества фаз статора линейной машины обеспечивает повышение ее эффективности при длинном пути перемещения индуктора и при необходимости обеспечения высокой линейной скорости перемещения индуктора.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Увеличение количества фаз позволяет улучшать эффективность электрических двигателей переменного тока, в частности, тяговых электродвигателей, питающихся от статических преобразователей частоты, и линейных электрических машин с постоянными магнитами.

2. Разработана методика, позволяющая определить рациональное количество фаз двигателя на основе оценки влияния высших гармоник на скорость, направление вращения и количество полюсов магнитных полей, образующихся в воздушном зазоре машины, механическую характеристику двигателя, нагрев двигателя, а также разработан алгоритм для программы автоматизированного проектирования многофазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, позволяющий учитывать влияние количества фаз на параметры машины. Двигатели с нечетным количеством фаз обеспечивают более близкое к синусоидальному распределение МДС в воздушном зазоре машины и обладают более широким диапазоном изменения числа полюсов под действием временных гармоник тока. С увеличением количества фаз механическая характеристика меньше искажается высшими гармониками, а также возрастает кратность пускового и максимального момента двигателя. Суммарные потери в электродвигателе снижаются с увеличением количества фаз, что приводит к меньшему нагреву его активных частей.

3. По сравнению с выпускаемыми в России трехфазными тяговыми двигателями мощностью 170 кВт расчетный КПД 79-фазного двигателя такой же мощности и габаритов больше на 3%, кратность максимального момента выше в 2 раза, а масса двигателя меньше на 12 кг. Экономическая оценка стоимости многофазного преобразователя частоты на основе рыночной стоимости IGBT-транзисторов, являющихся элементной базой для построения 79-фазного автономного инвертора напряжения показала, что расчетная стоимость 79-фазного автономного инвертора напряжения на 44% меньше трехфазного аналога.

4. Повышению эффективности линейного электрического двигателя с постоянными магнитами, в котором обмотка статора выполнена многофазной, а индуктор представляет собой два спаренных магнита, способствует выполнение двух полюсов индуктора суммарной длиной меньше суммарной ширины паза и зубца статора, выбор ширины паза вдвое меньшей ширины одного полюса индуктора, при ширине зубца статора равной половине ширины полюса индуктора. Увеличение количества фаз статора линейной машины обеспечивает повышение ее эффективности при длинном пути перемещения индуктора и при необходимости обеспечения высокой линейной скорости перемещения индуктора.

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Грузооборот России: структура по видам транспорта и основные тенденции первой половины 2014 года [Электронный ресурс] // ПРОВЭД. Информационно-аналитическое издание. – Режим доступа: <http://xn--b1ae2adf4f.xn--p1ai/analysis/15682-gpuzoobopot-possii-stpunktura-po-vidam-transporta-i-osnovnyue-tendentsii-pervoy-poloviny-2014-goda.html> (дата обращения: 27.09.14).
2. Дмитриева, И. Субсидии следуют за пассажиром [Электронный ресурс] / И. Дмитриева // Транспорт России. Железнодорожный транспорт 2013. – Режим доступа: <http://www.transportrussia.ru/zheleznodorozhnyu-transport/subsidii-sleduyut-za-passazhirom.html> (дата обращения: 27.09.14).
3. Метрополитен в цифрах. [Электронный ресурс] // Официальный сайт Московского метрополитена. – Режим доступа: <http://mosmetro.ru/about/general/numeral/1> (дата обращения: 27.09.14).
4. Устенко, А.В. Тенденции развития тяговых двигателей подвижного состава / А.В. Устенко, О.В. Пасько // Электротехника и электромеханика. – 2013. – №1. – С.65-68.
5. Шухардин, С.В. Техника в ее историческом развитии / С.В. Шухардин, Н.К. Ламан, А.С.Федоров – М.: Наука, 1982. – 512 с.
6. Энергетическая стратегия России на период до 2030 года (ЭС-2030) [Электронный ресурс] // Официальный сайт Министерства энергетики Российской Федерации. – Режим доступа: <http://minenergo.gov.ru/aboutminen/energostrategy/> (дата обращения: 08.03.2015).
7. Энергоэффективность и энергосбережение [Электронный ресурс] // Официальный сайт Министерства энергетики Российской Федерации. – Режим доступа: <http://minenergo.gov.ru/activity/energoeffektivnost/branch/> (дата обращения: 08.02.2015).
8. ГОСТ Р 53905-2010. Энергосбережение. Термины и определения. – М.: Стандартинформ, 2011. – 16 с.

9. Энергоэффективность электропривода. Комплексный подход. «Круглый стол» в рамках ПТА-2011 [Электронный ресурс] // Онлайн портал Konstruktor.net машиностроитель». – Режим доступа: <http://konstruktor.net/podrobnee-elekt/items/ehnergoehffektivnost-ehlektroprivoda-kompleksnyj-podход.168.html> (дата обращения: 08.03.2015).

10. Бесколлекторный электродвигатель [Электронный ресурс] // Энциклопедия железных дорог. – Режим доступа: <http://www.jd-enciklopedia.ru/> (дата обращения: 08.07.2013).

11. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.

12. Браславский, И.Я. Энерго- и ресурсосберегающие технологии на основе регулируемых асинхронных электроприводов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, Ю.В. Плотников // Электротехника. – 2004. – № 9. – С. 33-39.

13. Захаренко, Д.Д. Тяговые электрические машины / Д.Д. Захаренко, Н.А. Ротанов. – М.: Транспорт, 1991. – 343 с.

14. Рубцов, В.П. Исполнительные приводы электротехнологических установок: учебное пособие по курсу «Автоматическое управление электротехнологическими установками / В.П. Рубцов. – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 72 с.

15. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электропривода переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

16. Blaschke, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector close-loop control system for rotating-field machines / F. Blaschke // Siemens Review. – 1972. – №1 (34). – P. 217–220.

17. Bose, B.K. A Neuro-Fuzzy-Based On-Line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector-Controlled Induction Motor Drive / B.K. Bose,

N.R. Patel, K. Rajashekara // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1997. – Vol. 44. – № 2. – P. 270–273.

18. Depenbrock, M. Direct Self-Control (DSC) of inverter fed induction machine / M. Depenbrock // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1988. – Vol. 3. – №4. – P. 420–429.

19. Holtz, J. Sensorless Control of Induction Motors / J. Holtz // Proceedings of the IEEE. – 2002. – Vol. 90. – № 8. – P. 1359–1394.

20. Levi, E. Iron loss in rotor-flux oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation / E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1996. – Vol. 11. – №5. – P. 698–709.

21. Levi, E. A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines / E. Levi, M. Sokola, S.N. Vukosavic // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2000. – Vol. 15. – № 2. – P. 157–162.

22. Kenny, B.H. Stator and rotor flux based deadbeat direct torque control of induction machines / B.H. Kenny, R.D. Lorenz // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2003. – Vol. 39. – № 4. – P.1093–1101.

23. Takahashi, I. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor / I. Takahashi, T. Noguchi // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1986. – Vol. 22. – № 5. – P. 820–827.

24. Доливо-Добровольский, М. О. Избранные труды о трехфазном токе / М. О. Доливо-Добровольский. – М. : Госэнергоиздат, 1948. – 214 с.

25. Глебов, И.А. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями / И.А. Глебов. – М.; Л.: Изд-во АН СССР, 1960. – 335 с.

26. Соснин, Д. Современные автомобильные электрогенераторы / Д. Соснин, А. Фещенко // Ремонт & Сервис. – 1999. – №5. – С. 44–50.

27. Ward, E.E. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor / E.E. Ward, H. Harer // Proceedings of the IEEE. – 1969. – №116 (6). – P. 980–984.

28. Levi, E. A novel concept of a multiphase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter / E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A.Toliyat // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19. – № 2. – P. 320–335.

29. Kundrotas, B. Application and Perspectives of Multiphase Induction Motors [Электронный ресурс] / B. Kundrotas // Science – future of Lithuania. – 2012. – Vol. 4. – №1. – Режим доступа: <http://www.mla.vgtu.lt/index.php/mla/article/view/mla.2012.15> (дата обращения: 25.11.2012).

30. Zhang, X. Analysis and experiment of multi-phase induction motor drives for electrical propulsion / X. Zhang, C. Zhang, M. Qiao, F. Yu // International Conference on Electrical Machines and Systems. – 2008. – P. 1251–1254.

31. Drozdowski, P. Multiphase cage induction motors for controlled drives / P. Drozdowski // Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne. – 2011. – № 93. – P. 7–12.

32. Nanoty, A. Control of Designed Developed Six Phase Induction Motor / A. Nanoty, A.R. Chudasama // International Journal of Electromagnetics and Applications. – 2012. – № 2(5). – P. 77–84.

33. Levi, E. Multiphase induction motor drives – a technology status review / E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, S. Williamson // IET Electric Power Applications. – 2007. – №1 (4). – P. 489–516.

34. Jatskevich, J. Modelling Multiphase Induction Motors for Electric Ship Propulsion Systems / J. Jatskevich, M. Maksimcev/ 2005 WSEAS/IASME International Conference on electrosience and technology for naval engineering and all-electric ship. – 2005. – P.10–16.

35. Логачева, А.Г. Математическая модель многофазного асинхронного двигателя / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Материалы докладов VII международной научной конференции «Тинчуринские чтения». – Казань: Изд-во Казанского государственного энергетического университета, 2012. – Т.1. – С. 197.

36. Бражников, А.В. Многофазный асинхронный инверторный электропривод с улучшенными пусковыми качествами / А.В. Бражников, И.Р. Белозеров, И.И. Рафальский // Современные наукоемкие технологии. – 2010. – № 7. – С.133–137.

37. Edelson, J.S. Mesh Connected Electrical Rotating Machine with Span Changing / J.S. Edelson // Patent USA №6838791. US 10/132936. Filed: 26.04.2002; Issued: 04.01.2015.

38. Бражников, А.В. Фазно-полусное управление многофазными асинхронными инверторными электроприводами / А.В. Бражников, В.И. Пантелеев, Н.Н. Довженко // Электрика. – 2005.– №3. – С.22–27.

39. Бражников, А.В. Разработка и создание нового поколения инверторных электроприводов переменного тока с расширенными регулировочными возможностями [Электронный ресурс] / А.В. Бражников, А.В. Гилев, Н.Н. Довженко, И.Р. Белозеров // Фундаментальные исследования. – 2009. – №2. – Режим доступа: <http://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-i-sozdanie-novogo-pokoleniya-invertornyh-elektroprivodov-peremennogo-toka-s-rasshirennyimi-regulirovochnymi> (дата обращения: 19.08.2015).

40. Бражников, А.В. Области возможного и оптимального применения адаптивных мотор-вариаторов “combarco” и многофазных асинхронных инверторных систем [Электронный ресурс] / А.В. Бражников, В.А. Бабин, И.Р. Белозеров // Современные наукоемкие технологии. – 2010. – № 2. – С. 20–23. – Режим доступа: [www.rae.ru/snt/?section=content&op=show\\_article&article\\_id=5722](http://www.rae.ru/snt/?section=content&op=show_article&article_id=5722) (дата обращения: 02.02.2015).

41. Логачева, А.Г. О потенциальной возможности асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Известия Высших учебных заведений: Проблемы энергетики. – 2010. – № 3-4. – С. 63–67.

42. Логачева, А.Г. Магнитные потери в многофазных электродвигателях, их учет и оценка / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Материалы докладов VI международной научной конференции «Тинчуринские чтения». – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2011. – Т.1. – С. 118–119.



43. WheelTug. Driving aerospace. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.wheeltug.gi/> (дата обращения: 25.11.2012).

44. Веников, В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах / В.А. Веников. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1985. – 536 с.

45. Копылов, И.П. Проектирование электрических машин: учебник для вузов / И.П. Копылов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2011. – 767с.

46. Логачева, А.Г. Оценка надежности многофазных асинхронных двигателей/ А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Материалы докладов V международной научной конференции «Тинчуринские чтения». – Казань: Изд-во Казанского государственного энергетического университета, 2010. – Т.1. – С. 154–155.

47. Логачева, А.Г. Многофазные асинхронные двигатели как инструмент повышения надежности и энергоэффективности электропривода / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Материалы докладов VIII международной научной конференции «Тинчуринские чтения». – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2013. – С.166–167.

48. Логачева, А.Г. Повышение надежности работы электропривода собственных нужд электростанции путем применения многофазного асинхронного электропривода / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Электроэнергетика глазами молодежи: науч. тр. IV междунар. науч.-техн. конф., Т.2, г. Новочеркасск, 14-18 октября 2013 г. / Мин-во образования и науки РФ, Юж.-Рос. гос. политехн. ун-т (НПИ) имени М.И. Платова. – Новочеркасск: Лик, 2013. – С.271–274

49. Sowmiya, M. IFOC of a Nine Phase Induction Motor Drive / M. Sowmiya, G. Renukadevi, K. Rajambal // International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT). – 2013. – Vol.2. – № 3. – P. 72–78.

50. Логачева, А.Г. Оценка срока службы многофазного асинхронного двигателя / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // Материалы докладов IX международной научной конференции «Тинчуринские чтения». – Казань: Изд-во Казанского государственного энергетического университета, 2014. – Т.1. –С. 143–144.

51. Логачева, А.Г. Управление многофазными асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА: Девятнадцатая Между-нар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2013. – Т.2. – С.193.

52. Глухов, Д.М. Моделирование работы многофазных асинхронных двигателей в аварийных режимах эксплуатации / Д.М. Глухов, О.О. Муравлева // В материалах Известия ТПУ. – Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2005. – Т. 308. – №7. – С.139–142.

53. Khan, M.R. Multi-phase alternative current machine winding design / M.R. Khan, A. Iqbal, Sk.M. Ahmed, S. Moinuddin, S. Payami // International Journal of Engineering, Science and Technology. – 2010. –Vol. 2. – № 10. – P. 79–86.

54. Nanoty, A. Testing of designed developed prototype six phase induction motor and analysis of problems faced in actual development [Электронный ресурс] / A. Nanoty, A.R. Chudasama // International Conference on Advances in Engineering and Technology. IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering. – Singapore, 2014. – Vol.1. – P.1–6. – Режим доступа: <http://iosrjournals.org/iosr-jeee/Papers/ICAET-2014/electrical/volume-1/1.pdf?id=7590> (дата обращения: 20.08.2015).

55. Khan, K.S. On performance figures of multiphase machines / K.S. Khan, W.M. Arshad, S. Kanerva // Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines. – 2008. – P.1–5.

56. Livadaru, L. Comparative FEM-based Analysis of Multiphase Induction Motor / L. Livadaru, C. Nuțescu, A. Munteanu, A. Simion, M. Cojan // ANALELE UNIVERSITĂȚII “EFTIMIE MURGU” REȘIȚA ANUL XXI. – 2014. – № 2. – P.223–230.

57. Carter, D. The Free Piston Power Pack: Sustainable Power for Hybrid Electric Vehicles [Электронный ресурс] / D. Carter, E. Wechner // SAE Technical Paper. – USA, 2003. –Режим доступа: <http://papers.sae.org/2003-01-3277/> (дата обращения: 20.08.2015).

58. Высоцкий, В.Е. Линейный генератор с постоянными магнитами для систем электропитания автономных объектов / В.Е. Высоцкий // Известия вузов. Электромеханика. – 2010. – №1. – С. 80–82.

59. Choi, Y.C. Rotor and stator design on torque ripple reduction for a synchronous reluctance motor with a concentrated winding using RSM / Y.C. Choi, J.H. Lee // International Conference on Electrical Machines and Systems. – Seoul, 2007. – P. 1216–1221.

60. Ohtsuka, H. Stator design of revolvable surface motor / H. Ohtsuka, J. Tsuchiya, T. Shimiza, G. Kimura // IEEE International conference on Industrial Technology. – 1996. – P. 634–637.

61. Логачева, А.Г. Обоснование выбора конструкции обратимой электрической машины возвратно-поступательного движения / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин, И.В. Ившин, А.Р. Сафин // Proceedings of the 3rd International conference on Eurasian scientific development. «East West» Association for Advanced Studies and Higher Education GmbH. – Vienna. 2014. – P. 157–165.

62. Arshad, W.M. Alternative electrical machine solutions for a free piston generator [Электронный ресурс] / W.M. Arshad, P. Thelin, T. Bäckström, Ch. Adarangani // The Sixth International Power Engineering Conference (IPEC). – Singapore, 2003. – P.1–15. – Режим доступа: [http://www.researchgate.net/publication/239570660\\_ALTERNATIVE\\_ELECTRICAL\\_MACHINE\\_SOLUTIONS\\_FOR\\_A\\_FREE\\_PISTON\\_GENERATOR](http://www.researchgate.net/publication/239570660_ALTERNATIVE_ELECTRICAL_MACHINE_SOLUTIONS_FOR_A_FREE_PISTON_GENERATOR) (дата обращения: 25.10.2014).

63. Логачева, А.Г. Влияние количества фаз обмотки статора на тяговое усилие линейного синхронного двигателя / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин, Р.Р. Гибадуллин, А.М. Копылов // Национальная ассоциация ученых (НАУ). Ежемесячный научный журнал. – 2015. – № 2 (7). – С.138–143.

64. Ruddy B.P. High Force Density Linear Permanent Magnet Motors: “Electromagnetic Muscle Actuators”. Dissertation thesis. [Massachusetts Institute of Technology]. – Cambridge, 2012. – 195 p.

65. Vysoky, O. Linear Combustion engine as main energy unit for hybrid vehicles [Электронный ресурс] / O. Vysoky // Transport Science and Technology Congress (TRANSTEC). – Prague, 2007. – P.1–9. – Режим доступа: [http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-](http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2007/2007_078_01.pdf)

[BOZEK/publikace/2007/2007\\_078\\_01.pdf](http://www3.fs.cvut.cz/web/fileadmin/documents/12241-BOZEK/publikace/2007/2007_078_01.pdf) (дата обращения: 20.08.2015).

66. Высоцкий, В.Е. Разработка и проектирование линейных генераторов с постоянными магнитами для автономных электроэнергетических комплексов / В.Е. Высоцкий, С.А. Тарашев, А.П. Синицин, Е.К. Злобина, С.И. Миненко // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – №3. – С.31–36.

67. Духанин, В.И. Автомобильный генератор возвратно-поступательного движения. Анализ конструкции [Электронный ресурс] / В.И. Духанин, А.А. Кецарис // Материалы Международной научно-технической конференции ААИ «Автомобиле- и тракторостроение в России: приоритеты развития и подготовка кадров», посвященной 145-летию МГТУ «МАМИ». – М.: МГТУ «МАМИ», 2010. – Режим доступа: <http://centaurproject.com/wp-content/uploads/Avtomobilnyi-generator-vozvratno-postupatel'nogo-dvizheniya.pdf> (дата обращения: 19.08.2015).

68. Хайруллин, И.Х. Трехкоординатный колебательный электромеханический преобразователь энергии [Электронный ресурс] / И.Х. Хайруллин, Л.Н. Риянов, В.Е. Вавилов // Современные проблемы науки и образования. – 2012. – № 5. – Режим доступа: URL: [www.science-education.ru/105-7245](http://www.science-education.ru/105-7245) (дата обращения: 25.10.2014).

69. Тамоян, Г.С., Сергеенкова Е.В. Исследование магнитного поля синхронного линейного генератора с постоянными магнитами для преобразования энергии колебаний в электрическую / Г.С. Тамоян, Е.В. Сергеенкова // Приводная техника. – 2011. – №3. – С.34–36.

70. Сарапулов, Ф.Н. Математические модели линейных индукционных машин / Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов, П. Шымчак. – Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. – 236 с.

71. Granner, C. Report about acoustic effects of converter fed induction motors with novel stator design / C. Granner // CCECE. – Niagara falls, 2008. – P. 283–288.

72. Bianchi, N. Design criteria for high efficiency SPM synchronous motors / N. Bianchi, S. Bolognani, P. Frare // IEEE Trans On Energy Conversion. – 2006. – Vol. 21. – № 2. – P. 396–404.
73. Zhang, J. Cheng, M. and Chen, Z. 2007. A novel stator interior permanent magnet generator for direct-drive wind turbines / Zhang, J. Cheng, M. and Chen, Z. // International Conference on Electrical Machines and Systems. – Seoul, 2007. – P. 723–728.
74. Virlan, B. Analysis of a Three-Phase Induction Motor for Multispeed Applications / B. Virlan, Al. Simion, L. Livadaru, S. Benelghali, R. Outbib // Proceedings ICEM'12. – Marseille, 2012. – P. 409–415.
75. Логачева, А.Г. Полифазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // пат. 124081, Рос. Федерация N 2012128623/07; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.01.2013.
76. Гольдберг, О.Д. Проектирование электрических машин: учебник / О.Д. Гольдберг, И.С. Свириденко; под ред. О.Д. Гольдберга. – 3-е изд., перераб. – М.: Высш. шк., 2006. – 430 с.
77. Rata, I. A review of the multiphase electric machines / I. Rata, P. Todos, I. Nuca // 6th International Conference on Electromechanical and Power Systems. – Chiinu, 2007. – P.154–159.
78. Бражников, В.Ф. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном асинхронном инверторном электроприводе / В.Ф. Бражников, Б.П. Соустин. – В 2-х ч. – Красноярск: Изд-во Красноярского ун-та, 1984. – 177 с.
79. Цибулевский, П.И. Обмоточные данные асинхронных двигателей / П.И. Цибулевский. – М.: Энергия, 1971. – 392 с.
80. Маршак, Е.Л. Схемы обмоток статоров / Е.Л. Маршак, Р.Б. Уманцев – М.: Энергия, 1967. – 88 с.
81. Дайнеко, В.А. Электрооборудование сельскохозяйственных предприятий: учебное пособие / В.А. Дайнеко, А.И. Ковалинский – Минск: Новое знание, 2008. – 314 с.

82. M. Mengoni, M. Modulation Techniques for Multi-Phase Converters and Control Strategies for Multi-Phase Electric Drives: Dissertation thesis. Dottorato di ricerca in Ingegneria elettrotecnica. [Università di Bologna]. – Bologna, 2010. – 215 p.

83. Логачева, А.Г. Полезное использование высших временных гармоник в многофазном асинхронном двигателе / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин, Р.Р. Хуснутдинов // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2014. - № 7 – С. 21–28.

84. Кузеев, И.Р. Электромагнитная диагностика оборудования нефтехимических и нефтеперерабатывающих производств / И.Р. Кузеев, М.Г. Баширов. – Уфа: Изд-во УГНТУ, 2001. – 294 с.

85. Копылов, И.П. Электрические машины / И.П. Копылов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 360 с.

86. Копылов, И.П. Электромеханические преобразователи энергии / И.П. Копылов. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.

87. Беспалов, В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода / В.Я. Беспалов // Труды международной конференции «Автоматизированный электропривод – 2004». – Магнитогорск, 2004. – С.5–12.

88. Петрушин, В.С. Учет пространственно-временных гармоник магнитного поля при анализе механических характеристик регулируемых асинхронных двигателей / В.С. Петрушин, А.М. Якимец, Д.М. Левин // Электричество. – 2010. – №10. – С. 49–53.

89. Williamson, S. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines / S. Williamson, A.C. Smith // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. –Vol. 39. – № 4. – P. 986–993.

90. Логачева, А.Г. Исследование магнитных полей высших гармоник в многофазных асинхронных двигателях / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА: Двадцатая международная науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2014. – Т.2. – С.190.

91. Белов, М.П. Инжиниринг электроприводов и систем автоматизации: учеб.пособие для студ.высш.учеб. заведений / М.П. Белов, О.И. Зементов, А.Е. Козярук и др.; под ред. В.А. Новикова, Л.М. Чернигова. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 368 с.

92. Вольдек, А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек – 3-е изд., перераб. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.

93. Радин, В.И. Электрические машины: Асинхронные машин: Учеб. для электромех. спец. вузов/ В.И. Радин, Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович; под ред. И.П. Копылова. – М.: Высш.шк., 1988. – 328 с.

94. Жежеленко, И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И.В. Жежеленко. – 6-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 2010. – 375 с.

95. Домбровский, В.В. Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования / В.В. Домбровский, В.М. Зайчик. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 368 с.

96. Бочаров, В.И. Тяговые двигатели электровозов / В.И. Бочаров, В.И. Захаров, Л.Ф. Коломейцев и др. – Новочеркасск: Агентство Наутилус, 1998. – 672 с.

97. Вафин, Ш.И. О расчете дифференциальных сопротивлений статора и ротора многофазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором [Электронный ресурс] / Ш.И. Вафин, А.Г. Логачева // Материалы I Всероссийской научно-практической конференции «Энергетика и энергосбережение: теория и практика». – Кемерово: ФГБОУ ВПО «Кузбас. гос. техн. ун-т. им. Т.Ф. Горбачева», 2014. – 5 с. – Режим доступа: <http://science.kuzstu.ru/wp-content/Events/Conference/Other/2014/oldenerg1/energ1/pages/Articles/4/Vafin.pdf>

98. Булатов, Л.Н. Автоматизация проектирования асинхронных машин с использованием полевых динамических моделей: автореф. дис. ... кандидата технических наук: 05.13.12 / Леонид Николаевич Булатов; [Место защиты: Иван. гос. энергет. ун-т]. – Иваново, 2013. – 139 с.

99. СПРУТ-АЭД. Проектирование и расчет асинхронных электродвигателей [Электронный ресурс] / СПРУТ-Технология. – Режим доступа: <http://www.sprut.ru/products-and-solutions/products/sprut-aed/?tab=430> (дата обращения: 07.11.2014).

100. Клявлин, А. Новые возможности ANSYS в области моделирования электромагнитных полей [Электронный ресурс] / А. Клявлин // САПР и графика. 2012. – №3. – Режим доступа: <http://www.sapr.ru/article.aspx?id=22881&iid=1051> (дата обращения: 07.11.2014).

101. Нейман, В.Ю. Моделирование в FEMM магнитного поля для расчета тяговых характеристик электромагнитных двигателей постоянного тока / В.Ю. Нейман, А.А. Петрова // Сборник научных трудов НГТУ. – 2008. – № 2(52). – С. 101–108.

102. Логачева, А.Г. Особенности автоматизированного проектирования многофазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором / А.Г. Логачева // Электротехнические комплексы и системы управления. – 2015. – № 2 – С. 34–39.

103. Логачева, А.Г. Программа проектирования асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / А.Г. Логачева // свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013661902; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 20.01.2014 г. Федеральной службой по интеллектуальной собственности.

104. Жерве, Г.К. Промышленные испытания электрических машин / Г.К. Жерве – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 408 с.

105. Ермолин Н.П. Надежность электрических машин / Н.П. Ермолин, И.П. Жерихин. – М.: Энергия, 1975. – 250 с.

106. Логачева, А.Г. Влияние количества фаз статора на нагрев электродвигателя / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин, Р.Ш. Мисбахов, В.М. Гуреев // ЭЛЕКТРО. Электротехника, электроэнергетика, энергетическая промышленность. – 2014. - № 3 – С. 63–67.



107. Воробьев, В.Е. Прогнозирование срока службы электрических машин: Письменные лекции / В.Е. Воробьев, В.Я. Кучер. – Спб.: СЗТУ, 2004. – 54 с.

108. Логачева, А.Г. Программа для определения направления вращения магнитных полей, созданных временными гармониками токов статора в многофазном асинхронном двигателе / А.Г. Логачева // свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014613473; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 27.03.2014 г. Федеральной службой по интеллектуальной собственности.

109. Электронные компоненты и радиодетали Chipfind.ru: [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.chipfind.ru/> (дата обращения: 22.03.15).

110. Кай, А. IGBT или MOSFET? Практика выбора / А. Кай // Электронные компоненты. – 2000. – №2. – С.75 – 81.

111. Компания «ДЕРИ ГРУПП» [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://derikon.ru/> (дата обращения: 22.03.15).

112. Дьяконов, В.П. MATLAB. Полный самоучитель / В.П. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 786 с.

113. Логачева, А.Г. Тяговый электропривод электровоза / А.Г. Логачева, Ш.И. Вафин // пат. 149206, Рос. Федерация № 2014132812; заявл. 08.08.2014; опубл. 26.11.2014.

114. Вольдек, А.И. Основы теории и методики расчета характеристик линейных асинхронных машин / А.И. Вольдек, Е.В. Толвинская // Электричество. – 1975. – № 9. – С. 29–36.

115. Соколов М.М., Электропривод с линейными асинхронными двигателями / М.М. Сорокин, Л.К. Сорокин. – М.: Энергия, 1974. – 136 с.

116. Калнинь, Т.К. Линейные индукционные машины с поперечным магнитным потоком / Т.К. Калнинь. – Рига: Зинатне, 1980. – 170 с.

117. Хитерер, М.Я. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения / М.Я. Хитерер, И.Е. Овчинников – СПб.: КОРОНА принт, 2008. – 170 с.

118. Laithwaite, E. R. Rack-and-pinion motors: hybrid of linear and rotary machines / E. R. Laithwaite, M. T. Hardy // *Proceedings of the IEEE*. – 1970. – № 117 (6). – P. 1105–1112.
119. Oberretl, K. Three – Dimensional analysis of the linear motor / K. Oberretl // *Transport without wheels*. – London: Elek Science, 1977. – P. 217–247.
120. Афанасьева, Т.В. Оптимизация статорных обмоток двигателей на постоянных магнитах по конструктивным, силовым и электрическим параметрам / Т.В. Афанасьева, Г.Ф. Афанасьев // *Радиоэлектронная техника: межвузовский сборник научных трудов*. – Ульяновск: УлГТУ, 2011. – С.78–84.
121. Xu, X. Detent Force Analysis and Optimization for Vertical Permanent-magnet Linear Synchronous Motor with Fractional-slot Windings / X. Xu, X. Wang, J. Si, H. Feng, B. Xu. // *Journal of computers*. – 2013. – Vol. 8. – № 3. – P.756–763.
122. Никулин, Н.А. Электропривод с многофазным линейным асинхронным двигателем поперечного потока: автореф. дис. ... кандидата технических наук: 05.09.03 / Николай Анатольевич Никулин; [Место защиты: Сиб. федер. ун-т]. – Красноярск, 2009. – 19 с.
123. Бабинова, Н.Л. Генератор возвратно-поступательного движения в автономной системе электроснабжения маломощных потребителей: диссертация ... кандидата технических наук : 05.09.03 / Бабинова Наталья Львовна; [Место защиты: Уфим. гос. авиац.-техн. ун-т]. – Уфа, 2009. – 147 с.
124. Сергеенкова, Е.В. Синхронная электрическая машина возвратно-поступательного движения (генератор) : диссертация ... кандидата технических наук : 05.09.01 / Сергеенкова Елизавета Васильевна; [Место защиты: Моск. энергет. ин-т]. – Москва, 2011. – 118 с.
125. Буль, О.Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Магнитные цепи, поля и программа FEMM: учебное пособие для студентов высших учебных заведений / О.Б. Буль. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 336 с.
126. Norhisam, M. Thrust calculation of linear oscillatory actuator using permeance analysis method / M. Norhisam, F. Azhar, H. Hashim, M. Nirei, H.

Wakiwaka, J. Abdul Razak // Journal of Industrial Technology. – 2009. – Vol.1 – №18(2). – P.1–12.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

**Коэффициенты гармонических искажений магнитных полей временных гармоник для многофазных двигателей**

$m$	$\nu_{t=1}$	$\nu_{t=3}$	$\nu_{t=5}$	$\nu_{t=7}$	$\nu_{t=9}$	$\nu_{t=11}$	$\nu_{t=13}$	$\nu_{t=15}$
3	7,06	0	7,06	7,06	0	7,06	7,06	7,06
15	6,05	18,26	30,94	44,94	56,88	63,51	43,88	47,71
18	10,10	31,01	49,43	51,03	48,02	57,19	89,81	31,01
21	4,32	12,99	21,97	30,94	38,35	47,90	60,61	67,35
24	7,57	22,99	37,56	53,51	59,26	46,85	49,40	59,43
25	3,63	10,80	18,26	26,35	32,67	39,95	47,91	56,88
27	3,36	10,09	16,59	23,19	30,94	37,37	47,10	49,38
30	6,05	18,29	31,01	45,16	56,78	63,91	43,83	48,02
31	2,92	8,72	14,78	20,26	26,21	31,87	37,61	47,05
33	2,75	8,25	13,99	19,48	25,45	30,94	37,62	42,61
36	5,04	15,20	26,17	37,40	48,18	59,11	66,36	43,02
39	2,32	6,98	29,56	16,62	20,70	26,43	30,94	36,91
41	2,21	4,68	11,14	15,31	20,41	24,65	29,83	33,69
42	4,32	13,01	21,97	31,01	38,39	48,05	49,83	67,70
45	2,01	6,05	10,09	13,97	18,26	22,89	26,21	30,94
48	3,78	11,37	18,79	26,26	35,42	43,37	48,41	61,73
51	1,78	5,33	8,94	12,41	16,27	20,06	22,87	26,32
54	3,36	10,10	16,60	23,20	31,01	37,47	47,13	49,86
57	1,59	4,77	7,90	11,28	14,19	17,79	20,40	23,73
60	3,02	9,08	15,20	21,10	26,90	33,88	38,95	48,18
63	1,44	4,32	7,26	10,09	12,99	15,95	18,50	21,97
66	2,75	8,26	13,99	19,47	25,44	31,01	37,70	42,60
69	1,31	3,94	6,55	9,13	11,97	14,45	16,97	20,26
79	1,15	3,42	5,69	7,95	10,2	12,6	15,08	16,93

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

### Параметры спроектированных многофазных двигателей

Таблица Б.1 – Основные параметры спроектированных многофазных двигателей ( $B_{\delta}=0,79$  Тл) с обмоткой статора, выполненной проводом прямоугольного поперечного сечения

Параметр	Значение		
	$m$	3	15
$2p$	4	4	4
$P_2$ , кВт	170	170	170
$s$ , о.е.	0,0127	0,0110	0,0107
$I_1$ , А	236,9	49,4	33,4
$J_1$ , А/мм <sup>2</sup>	5,4	4,7	4,7
$I_{ст}$ , А	647,1	600,9	594,4
$J_{ст}$ , А/мм <sup>2</sup>	5,1	4,8	4,7
$\cos\varphi$	0,85	0,8	0,84
$\eta$	0,953	0,939	0,94
$m_{обм}$ , кг	73	83	80

Таблица Б.2 – Основные параметры спроектированных многофазных двигателей ( $B_{\delta}=0,79$  Тл) с обмоткой статора, выполненной проводом круглого поперечного сечения

Параметр	Значение										
$m$	15	21	25	31	33	39	41	45	57	69	79
$2p$	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4
$P_2$ , кВт	170	170	170	170	170	170	170	170	170	170	170
$s$ , о.е.	0,0105	0,0102	0,0102	0,0101	0,0101	0,0101	0,0101	0,0101	0,0101	0,0101	0,0101
$I_1$ , А	46,8	32,9	27,6	22,2	20,9	17,7	16,8	15,4	12,1	10,1	8,8
$J_1$ , А/мм <sup>2</sup>	3,2	3,2	3,2	3,3	3,3	3,5	3,4	3,6	3,8	4,6	4,8
$I_{ст}$ , А	585,1	577,5	575,3	573,5	573	572,6	572,2	572,3	572,1	573,5	573,8
$J_{ст}$ , А/мм <sup>2</sup>	4,6	4,6	4,6	4,6	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5	4,6	4,6
$\cos\varphi$	0,82	0,83	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,83	0,83	0,83
$\eta$	0,964	0,964	0,965	0,965	0,965	0,964	0,964	0,962	0,958	0,958	0,958
$m_{обм}$ , кг	106	104	103	103	103	97	98	93	88	73	70

Таблица Б.3 – Параметры спроектированных многофазных двигателей с обмоткой статора, выполненной проводом прямоугольного поперечного сечения, при питании несинусоидальным напряжением

Параметр	Значение		
	3	15	21
$m$	3	15	21
$P_{21}$ , кВт	170	170	170
$P_{2v\Sigma}$ , кВт	170	173	175
$I_{11}$ , А	236,9	49,4	33,4
$I_{v\Sigma}$ , А	296,8	73,2	49,3
$J_{11}$ , А/мм <sup>2</sup>	5,4	4,7	4,7
$J_{1v\Sigma}$ , А/мм <sup>2</sup>	6,8	7	7
$\cos\varphi_1$	0,85	0,8	0,84
$\cos\varphi_{v\Sigma}$	0,66	0,58	0,63
$P_{311}$ , кВт	295,1	295,1	366,8
$P_{31v\Sigma}$ , кВт	6,4	22,2	27,9
$P_{c11}$ , кВт	938,4	938,4	989,1
$P_{c1v\Sigma}$ , кВт	20,2	70,7	75,2
$P_{321}$ , кВт	0,85	0,78	0,76
$P_{32v\Sigma}$ , кВт	4,74	0,06	0,06
$P_{c21}$ , кВт	0,57	0,53	0,51
$P_{c2v\Sigma}$ , кВт	3,21	0,04	0,04
$P_{M11}$ , кВт	4019,2	6890,9	6564,3
$P_{M1v\Sigma}$ , кВт	201,1	758,3	689,5
$P_{M21}$ , кВт	2208,1	1906,7	1858,6
$P_{M2v\Sigma}$ , кВт	122,9	38,2	50,8
$P_{\Sigma 1}$ , кВт	7462	10032	9780
$P_{\Sigma}$ , кВт	7821	10922	10624

Продолжение таблицы Б.3

Параметр	Значение		
$m$	3	15	21
$\frac{j_{\Sigma} - j_1}{j_1}$	26	49	49
$\frac{P_{2\Sigma} - P_{11}}{P_{11}}$	0	2	3
$\eta = \frac{P_{2\Sigma}}{P_{1\Sigma}}$	0,95	0,936	0,938
$\frac{\cos\varphi_1 - \cos\varphi_{\Sigma}}{\cos\varphi_1}$	-22	-28	-25





Продолжение таблицы Б.4

Параметр	Значение										
	15	21	25	31	33	39	41	45	57	69	79
$m$	15	21	25	31	33	39	41	45	57	69	79
$P_{c21}$ , кВт	0,5	0,49	0,48	0,48	0,48	0,48	0,48	0,48	0,47	0,48	0,48
$P_{c2v\Sigma}$ , кВт	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04
$P_{M11}$ , кВт	2133,7	2098	2104,4	2105,7	2100	2243,8	2214,4	2342,4	2483,8	3017,3	3164,2
$P_{M1v\Sigma}$ , кВт	196,3	231,2	246,1	262,6	266,2	294,2	294,7	316	356,1	437,9	479,7
$P_{M21}$ , кВт	1817	1771,1	1762,9	1746,2	1748,7	1751,5	1753,4	1753,4	1738,8	1750,2	1749,5
$P_{M2v\Sigma}$ , кВт	32,6	44,9	50,2	55,5	57,1	60,5	61,8	63,1	67,4	69,2	72,4
$P_{\Sigma 1}$ , кВт	5445	5363	5361	5346	5343	5489	5462	5590	5716	6261	6408
$P_{\Sigma}$ , кВт	5786	5753	5771	5777	5779	5957	5932	6082	6254	6882	7073
$\frac{j_{\Sigma} - j_1}{j_1}$	47	50	53	52	52	51	53	56	55	57	58
$\frac{P_{2\Sigma} - P_{11}}{P_{11}}$	2	2	3	3	4	4	4	4	4	4	4
$\eta = \frac{P_{2\Sigma}}{P_{1\Sigma}}$	0,962	0,962	0,963	0,963	0,963	0,962	0,962	0,96	0,957	0,957	0,957
$\frac{\cos\varphi_1 - \cos\varphi_{\Sigma}}{\cos\varphi_1}$	-26	-28	-27	-27	-27	-27	-27	-27	-28	-27	-28

Таблица Б.5 – Параметры спроектированных асинхронных двигателей с количеством фаз  $m=79$

Параметр	Значение				
$m$	79				
$2p$	4				
$P_2$ , кВт	170				
$s$ , о.е.	0,0101	0,0101	0,0102	0,0102	0,0102
$I_1$ , А	8,8	8,8	8,9	8,9	8,9
$d_{\text{изол}}$ , А	1,16	1,12	1,08	1,025	0,995
$d_{\text{неизол}}$ , А	1,08	1,04	1	0,96	0,93
$S_{\text{пров}}$ , А	0,916	0,849	0,785	0,724	0,679
$J_1$ , А/мм <sup>2</sup>	4,8	5,2	5,6	6,1	6,5
$I_{\text{ст}}$ , А	573,8	574,6	575,6	576,8	577,7
$J_{\text{ст}}$ , А/мм <sup>2</sup>	4,6	4,6	4,6	4,6	4,6
$\cos\varphi$	0,83	0,83	0,83	0,83	0,83
$\eta$ , о.е.	0,96	0,96	0,96	0,95	0,95
$m_{\text{обм}}$ , кг	70	65	61	56	52
$P_{\Sigma 1}$ , кВт	6408	6661	6960	7290	7541

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

Технические характеристики серийно-выпускаемых четырехполюсных трехфазных асинхронных двигателей мощностью 160-220 кВт для работы в составе частотно-регулируемого привода и параметры спроектированного 79-фазного асинхронного двигателя

Производитель (страна)	Модель	$P_2$ , кВт	$h$ , мм	$n_{\text{ном}}$ , об/мин	$n_{\text{max}}$ , об/мин	$U_{\text{ф}}$ , В	$I_1$ , А	$\eta$ , %	$\cos\varphi$	$M_{\text{ном}}$	$M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$	$m$ , кг
<b>Двигатели общепромышленного назначения</b>												
Leroy-Somer (Франция)	FLS 315 LA	160	315	1486	3000	400	285	95,8	0,85	1035	2,4	1050
	FLSES 315 LA	160	315	1482	2400	400	278	95,5	0,87	1031	2,8	1051
TECO (Австралия)	315MB	185	315	1486	2250	415	301	96,2	0,89	1189	2,2	1100
	315AB	220	315	1475	2250	415	367	95,8	88,6	1424	2,4	1450
<b>Тяговые двигатели</b>												
Cantoni Motor S.A. (Польша)	STDa 280 6B	165	280	1185	3100	400	293	94,4	0,86	1330	—	770
	STDa 280- 6B-1	175	280	1185	3100	400	312	94,4	0,86	1410	—	770

## Продолжение приложения В

Производитель (страна)	Модель	$P_2$ , кВт	$h$ , мм	$n_{\text{ном}}$ , об/мин	$n_{\text{max}}$ , об/мин	$U_{\text{ф}}$ , В	$I_1$ , А	$\eta$ , %	$\cos\varphi$	$M_{\text{ном}}$	$M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$	$m$ , кг
ОАО «Псковский электромашинно- строительный завод» (Россия)	ДАТМ-У1	170	280	1290	3400	306	229	92	0,87	1260	3,5	805
	ДАТМ-У2	170	280	1290	3600	306	237	92	0,85	1260	3,5	760
АО «Рижский электромашинно- строительный завод» (Россия)	ДТА 170 У2	170	280	1290	3600	306	237	92	0,85	1260	3,5	765
Спроектирован- ный двигатель 79-фаз	—	170	280	1290	3600	306	8,9	95,7	0,83	1260	7	748

## ПРИЛОЖЕНИЕ Г

**Граничные точки участков для трех граней индуктора, состав проводимостей на участках и значения их производных**

Таблица Г.1 – Граничные точки участков для грани *a* индуктора, состав проводимостей на участках и значения их производных

Координаты	Составляющие для вычисления силы	
Участок №1		
Если $2a < b_w$		
$x_{0a}, x'_{1a}$ $x_{0a} = 0$ $x'_{1a} = a$	$r'_{1e \max} = 0,5b_w$ $r'_{1e \min} = x$	$\frac{dG'_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a+x}$
$x'_{1a}, x_{1a}$ $x_{1a} = \frac{0,5b_w + a}{2}$	$r'_{1e \max} = 0,5b_w$ $r'_{1e \min} = 2x - a$ $\frac{dG'_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{x}$	$r_{1\sigma} = x - a$ $\frac{dG_{1\sigma}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{1}{x}$
Если $2a > b_w$		
$x_{0a}, x_{1a}$ $x_{0a} = 0$ $x'_{1a} = 0,5b_w$	$r'_{1e \max} = 0,5b_w$ $r'_{1e \min} = x$	$\frac{dG'_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a+x}$
Участок №2		
Если $b_w > a$		
$x_{1a}, x'_{2a}$ $x'_{2a} = b_w - a$	$r_{1e \max} = \frac{2}{3} \frac{b_w - x}{3} + \frac{a}{3}$ $r_{1e \min} = 0$ $\frac{dG_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{2a + b_w - x}$	$r_{1\sigma} = \frac{b_w - x}{3} - \frac{a}{3}$ $\frac{dG_{1\sigma}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{1}{2a + b_w - x}$
$x_{1a}, x_{2a}$ $x_{2a} = b_w$	$r_{1e \max} = b_w - x$ $r_{1e \min} = 0$	$\frac{dG_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_w - x}$
Если $b_w < a$		
$x_{1a}, x_{2a}$ $x_{2a} = b_w$	$r_{1e \max} = b_w - x$ $r_{1e \min} = 0$	$\frac{dG_{1e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_w - x}$
Участок №3		
$x_{2a}, x_{3a}$ $x_{2a} = b_w + b_a$	$b_{1\delta} = b_a + b_w - x$	$\frac{dG_{1\Delta}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a}$

Таблица Г.2 – Граничные точки участков для грани с индуктора, состав проводимостей на участках и значения их производных

Координаты	Составляющие для вычисления силы	
Участок №1		
Если $b_w > a$		
$x_{0c}, x'_{1c}$ $x_{0c} = 0$ $x'_{1c} = a$	$r_{2e \max} = x$ $r_{2e \min} = 0$	$\frac{dG_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a+x}$
$x'_{1c}, x_{1c}$ $x_{1c}$	$r_{2e \max} = \frac{2x}{3} + \frac{a}{3}$ $r_{2e \min} = 0$ $\frac{dG_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{2a+x}$	$r_{2\sigma} = \frac{x}{3} - \frac{a}{3}$ $\frac{dG_{2\sigma}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{1}{2a+x}$
Если $b_w < a$		
$x_{0c}, x_{1c}$ $x_{1c}$	$r_{2e \max} = x$ $r_{2e \min} = 0$	$\frac{dG_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a+x}$
Участок №2		
Если $2a < b_w$		
$x_{1c}, x'_{2c}$ $x_{1c} = \frac{0,5b_w - a}{2}$ $x'_{2c} = b_w - a$	$r'_{2e \max} = 0,5b_w$ $r'_{2e \min} = 2b_w - x - a$ $\frac{dG'_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{b_w - x}$	$r_{2\sigma} = b_w - x - a$ $\frac{dG_{2\sigma}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{1}{b_w - x}$
$x'_{2c}, x_{2c}$ $x_{2c} = b_w$	$r'_{2e \max} = 0,5b_w$ $r'_{2e \min} = b_w - x$	$\frac{dG'_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_w - x}$
Если $2a > b_w$		
$x_{1c}, x_{2c}$ $x_{1c} = 0,5b_w$ $x_{2c} = b_w$	$r'_{2e \max} = 0,5b_w$ $r'_{2e \min} = b_w - x$	$\frac{dG'_{2e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_w - x}$
Участок №3		
$x_{2c}, x_{3c}$ $x_{3c} = b_w + b_a$	$b'_{2\delta} = x - b_w$	$\frac{dG'_{2\Delta}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a}$

Таблица Г.3 – Граничные точки участков для грани  $b$  индуктора, состав проводимостей на участках и значения их производных

Координаты	Составляющие для вычисления силы	
Участок №1		
$x_{0b}, x_{1b}$ $x_{0b} = 0$ $x_{1b} = b_a$	$b_{1\delta} = x$ $\frac{dG_{1\Delta}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a}$	$b_{2\delta} = b_a - x$ $\frac{dG_{1\Delta}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a}$
Участок №2		
$x_{1b}, x_{2b}$ $x_{2b} = b_a + 0,5b_w$	$r_{1e \max} = x - b_a$ $r_{1e \min} = 0$ $\frac{dG_{1e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + x - b_a}$	$r_{2e \max} = 0,5b_w$ $r_{2e \min} = x - b_a$ $\frac{dG_{2e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + x - b_a}$
Участок №3		
$x_{2b}, x_{3b}$ $x_{3b} = b_a + b_w$	$r'_{1e \max} = 0,5b_w$ $r'_{1e \min} = b_a + b_w - x$ $\frac{dG'_{1e}}{dx} = \frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_a + b_w - x}$	$r'_{2e \max} = b_a + b_w - x$ $r'_{2e \min} = 0$ $\frac{dG'_{2e}}{dx} = -\frac{\mu_0 l}{\pi} \frac{1}{a + b_a + b_w - x}$