

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Ивановский государственный энергетический университет
имени В.И. Ленина»

На правах рукописи



Алейников Алексей Владимирович

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВИБРОУСИЛИЙ В МНОГОФАЗНОМ
МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Голубев Александр Николаевич

Иваново – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

Оглавление	2
Введение	4
1. Анализ текущего состояния разработок современных электроприводов на основе синхронных двигателей с постоянными магнитами.....	10
1.1. Особенности использования синхронных двигателей с постоянными магнитами в электроприводах	10
1.2. Основные методы управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.....	13
1.3. Выводы по главе	21
2. Разработка математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами	24
2.1. Математическое описание электромагнитных процессов машины	24
2.2. Математическая модель для определения электромагнитного момента.....	34
2.3. Математическая модель для определения электромагнитных сил	36
2.4. Формирование токов статора для улучшения вибросиловых характеристик	47
2.5 Выводы по главе	57
3. Разработка системы автоматического управления с улучшенными вибросиловыми характеристиками	59
3.1. Определение формы питающих напряжений, улучшающей вибросиловые характеристики.....	59
3.2. Разработка имитационной модели электропривода на базе СДПМ.....	61
3.3 Разработка системы автоматического управления СДПМ, улучшающей вибросиловые характеристики	64
3.4. Выводы по главе	83
4. Исследования разработанного электропривода	85
4.1. Исследование адекватности имитационной модели СДПМ	85

4.2. Экспериментальные исследование работоспособности алгоритма управления ключами преобразователя	89
4.3. Исследование влияния числа фаз на вибросиловые характеристики	92
4.4. Исследование влияния формы магнитов на вибросиловые характеристики	97
4.5. Выводы по главе	100
Заключение	101
Список литературы	103
Приложение 1	115
Приложение 2	118
Приложение 3	120
Приложение 4	123
Приложение 5	125
Приложение 6	127
Приложение 7	130
Приложение 8	133
Приложение 9	134
Приложение 10	136

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследований

В настоящее время электроприводы на основе синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) получают все большее распространение. Это связано как с рядом преимуществ, в числе которых улучшенные массогабаритные показатели, отсутствие щеточно-коллекторного узла, высокий КПД, низкий момент инерции ротора, отсутствие скольжения, так и с тем, что развитие технологий изготовления высококоэрцитивных постоянных магнитов привело к значительному снижению их стоимости. Кроме того, данные двигатели могут работать в бездатчиковых системах управления с помощью лишь одного преобразователя частоты.

Развитие техники и технологии производства постоянно диктует все более жесткие требования к электроприводам, в том числе и к их виброшумовым характеристикам. Вибрации возникают из-за переменных сил, действующих на различные элементы электрической машины и вызывающих их деформацию. По характеру возникновения их можно разделить на механические, аэродинамические и электромагнитные. Вибрации первой группы могут быть вызваны дисбалансом ротора, технологией изготовления и износом подшипников, несоосным соединением двигателя с нагрузкой, низкой температурой масла (при его принудительной циркуляции). Во вторую группу входят, в основном, вибрации, определяемые конструкцией вентиляторов и вентиляционных каналов. К третьей группе относятся вибрации, вызванные электромагнитными силами, возникающими между различными частями электрической машины. Условно они делятся на радиальные, тангенциальные и осевые. Пульсации электромагнитного момента (тангенциальных сил) приводят к неравномерности вращения двигателя, что может снижать качество обработки деталей и увеличить нагрузку на элементы креплений и подшипниковые узлы. Радиальные силы, приложенные к зубцам, вызывают деформации статорного кольца и являются основной причиной возникновения магнитных шумов. [27, 77, 107]

Вибрации в техническом плане приводят к преждевременному износу механизмов и их выходу из строя. При низких частотах вращения двигателя частота шумов может совпадать с частотой колебаний внутренних органов человека, таких как: глаза (40-100 Гц), мозг (8-35 Гц), кровеносная система (6-15 Гц) и другие. Воздействие колебаний на таких частотах могут оказывать неблагоприятное влияние на организм человека. Поэтому с шумом борются как на стадии проектирования электродвигателей, так и активным путем, посредством применения интерференционного метода, суть которого заключается в противофазном наложении колебаний. Однако наилучших результатов можно добиться только при использовании специальных алгоритмов управления двигателем, конструкция которого разрабатывалась с учетом требований по снижению вибраций и шумов.

В настоящее время существуют различные системы управления СДПМ. Например, при помощи полупроводникового преобразователя, в котором коммутация ключей фаз жестко привязана к положению ротора, при помощи датчика угла поворота ротора, векторного управления, прямого управления моментом и др. Перспективными считаются системы, основанные на нейронных сетях, генетических алгоритмах, наблюдателях состояния и алгоритмах с нечеткой логикой [12, 35, 37, 89].

Кроме того, поскольку в большинстве случаев питание электродвигателя в приводах осуществляется от инвертора, все большее распространение получают многофазные системы, обладающие более высокой отказоустойчивостью и лучшими энергетическими и виброшумовыми характеристиками.

Большой вклад в развитие алгоритмов управления и изучение вибраций и шумов, возникающих в электродвигателях, внесли ученые: Войтицкий С.А., Корельский Д.В., Васильева Е.В., Иванов-Смоленский А.В., Seok J.K., Kim J.S., Sul S.K., Umamaheshwar K. и др.

В настоящее время математическое описание СДПМ основано либо на уравнениях Парка-Горева, которые применяются уже около ста лет и обладают рядом существенных допущений, либо на полевых моделях, которые требуют значительных вычислительных ресурсов и, как следствие, не могут быть исполь-

зованы непосредственно в системах управления. По этой причине требуется разработать математическую модель, которая обладала бы точностью полевой, но позволяла бы вести расчеты в реальном времени, что позволит реализовать на ее основе систему управления в микропроцессоре.

Объектом исследования является многофазный синхронный магнитоэлектрический электропривод.

Предметом исследования являются модели, методы, алгоритмы и системы управления многофазным магнитоэлектрическим электроприводом.

Цель и задачи диссертационной работы. Целью диссертационной работы является разработка и исследование системы автоматического управления многофазным СДПМ, обеспечивающей снижение пульсации электромагнитных виброусилий в двигателе за счет целенаправленного формирования величины и формы фазных токов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать математическую модель многофазного СДПМ, учитывающую конструктивные особенности, дискретное распределение обмоток по пазам, насыщение магнитной цепи, позволяющую в режиме реального времени определять электромагнитный момент и радиальные силы, действующие на зубцы статора двигателя.

2. Разработать метод задания формы фазных токов СДПМ, обеспечивающий снижение пульсаций радиальных сил и переменной составляющей электромагнитного момента с учетом заданных ограничений по амплитудным и среднеквадратичным значениям напряжений и токов.

3. Создать систему управления многофазным электроприводом, позволяющую питать двигатель фазными токами величиной и формой, снижающих пульсации электромагнитных виброусилий.

4. Провести физическое и имитационное исследование разработанного многофазного магнитоэлектрического электропривода.

Соответствие паспорту научной специальности. Диссертационная работа соответствует паспорту специальности ВАК 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы» в части:

формулы специальности – «... исследования по общим закономерностям преобразования ... электрической энергии, ... принципы и средства управления объектами, определяющие функциональные свойства ... электротехнических комплексов. ... объектами изучения являются электротехнические комплексы ... электропривода...», так как исследуется многофазный магнитоэлектрический электропривод со сниженными пульсациями электромагнитных виброусилий.

области исследования:

п. 1 «Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, изучение системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем», так как выполнено математическое моделирование СДПМ, работающего в составе многофазного электропривода, позволяющее в режиме реального времени определять электромагнитный момент и радиальные силы, действующие на зубцы статора;

п. 3 «Разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления», так как разработан алгоритм управления электроприводом на основе многофазного СДПМ, снижающий пульсации электромагнитных виброусилий.

Научная новизна:

1. Разработана математическая модель в фазных координатах многофазного СДПМ, работающего в составе электропривода, отличающаяся возможностью в режиме реального времени на основе анализа магнитного поля в активной зоне, определять электромагнитный момент и радиальные силы, действующие на зубцы статора.

2. Предложен алгоритм управления многофазным электроприводом, отличающийся возможностью целенаправленно задавать в СДПМ токи по величине и

форме, обеспечивающих снижение пульсаций электромагнитных виброусилий и электромагнитного момента с целью улучшения виброшумовых показателей.

3. Разработана система управления многофазным электроприводом, реализующая предложенный алгоритм формирования фазных токов, обеспечивающих снижение электромагнитных виброусилий.

Теоретическая значимость работы заключается в следующем:

1. Изложен метод моделирования многофазного СДПМ, позволяющий на основе численного анализа магнитного поля в активной зоне проводить исследование работы СДПМ в статических и динамических режимах работы электропривода.

2. Исследовано влияния конструктивного исполнения индуктора СДПМ и количества фаз на электромагнитные виброусилия.

3. Разработан способ управления СДПМ, позволяющий задавать токи специально синтезируемых величины и формы, обеспечивающих снижение пульсаций электромагнитных сил в многофазном электроприводе.

Практическая значимость работы

1. Предложена математическая модель СДПМ, позволяющая без использования понятия пространственных и временных гармонических проводить анализ мгновенных значений электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы статора многофазных СДПМ в статических и динамических режимах работы электропривода с учетом распределения магнитного поля в активной зоне, обеспечивающая повышение точности расчетов и ее использование в режиме реального времени в электромеханической системе.

2. Выводы и результаты, могут быть использованы при разработке систем управления многофазными синхронными магнитоэлектрическими электроприводами с улучшенными показателями по вибрациям и шумам.

3. Теоретические и практические результаты использованы в учебном процессе ИГЭУ в дисциплине «Моделирование в электротехнике» по профилю подготовки «Электротехнологические установки и системы».

Методы исследования. Теоретические исследования основаны на использовании методов теории магнитного поля, теории электрических цепей, в частности методы численного моделирования в специализированных программных обеспечениях ElCut и Matlab Simulink, теории автоматического управления и автоматизированного электропривода. Экспериментальные исследования проводились на базе инвертора, позволяющего поддерживать заданную форму токов.

Обоснованность научных положений, изложенных в диссертации, обеспечивается использованием общеизвестных положений теории электропривода и теории автоматического управления, аналитических и численных методов математического моделирования.

Достоверность полученных результатов подтверждается сопоставлением результатов расчёта по разработанным моделям с существующими методиками при одинаковых с ними условиях проведения модельного и физического эксперимента.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Математическая модель электропривода в фазных координатах на основе синхронного многофазного электродвигателя с постоянными магнитами, позволяющая в режиме реального времени определять электромагнитный момент и радиальные силы, действующие на зубцы статора с учетом конструкции машины, дискретного распределения обмоток по пазам, насыщения магнитной цепи
2. Алгоритм расчета мгновенных значений фазных токов в многофазном электроприводе, обеспечивающих постоянство электромагнитного момента и снижение пульсаций радиальных электромагнитных сил, действующих на зубцы синхронного электродвигателя с постоянными магнитами.
3. Система управления многофазным электроприводом, обеспечивающая питание синхронного магнитоэлектрического двигателя фазными токами синтезируемой величины и формы, снижающих пульсации электромагнитных виброусилий.

1. АНАЛИЗ ТЕКУЩЕГО СОСТОЯНИЯ РАЗРАБОТОК СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

1.1 Особенности использования синхронных двигателей с постоянными магнитами в электроприводах.

В настоящее время в связи с автоматизацией различных технологических процессов практически на любом производстве встречается регулируемый электропривод.

До недавнего времени в случае, при необходимости обеспечения широкого диапазона регулирования скорости, использовался электропривод постоянного тока. Однако он имеет ряд существенных недостатков, связанных с наличием щеточно-коллекторного узла, а именно ограниченный срок службы, необходимость профилактического обслуживания, искрение при движении скользящих контактов. С развитием силовой полупроводниковой техники регулируемые приводы постоянного тока стали постепенно вытесняться электроприводами переменного тока. Одной из первых была система преобразователь частоты–двигатель. С появлением микропроцессоров стали активно разрабатываться системы автоматического управления для синхронных электродвигателей, в том числе с постоянными магнитами.

Несмотря на то, что электрические машины с постоянными магнитами были изобретены еще на начальном этапе развития электромеханики, широкое распространение они получили лишь в последние десятилетия. Это связано с удешевлением материалов, из которых изготавливаются высококоэрцитивные постоянные магниты (неодим-железо-бор или самарий-кобальт). СДПМ из этих материалов по своим массогабаритным показателям составляют конкуренцию двигателям с электромагнитным возбуждением.

Благодаря тому, что в СДПМ магнитное поле индуктора создается постоянными магнитами в них отсутствуют потери на возбуждение и контактные кольца. К основным преимуществам СДПМ можно отнести [10, 63, 85]:

1. Их энергоэффективность. Они обладают высоким КПД и $\cos\varphi$. У современных синхронных двигателей КПД может превышать 95% и практически не меняется с изменением нагрузки в отличие от асинхронных двигателей.
2. Минимальное значение токов холостого хода.
3. Отсутствие скользящих контактов и, как следствие, искрения под ними, что повышает их надежность и ресурс.
4. СДПМ не требует обслуживания практически на всем сроке эксплуатации.
5. Высокое быстродействие, связанное с малыми постоянными времени, как электрической, так и механической.
6. Широкий диапазон регулирования частоты вращения. Шаговые двигатели могут использоваться для удержания в одном положении.
7. Лучшие массогабаритные показатели по сравнению с аналогичными по мощности двигателями постоянного тока и асинхронными двигателями.
8. Продолжительный срок службы.

Благодаря этим преимуществам перспективным становится использование СДПМ в следующих областях [51, 95]:

1. Горнодобывающей промышленности.
2. Электротранспорте.
3. Робототехнике.
4. Металлургической промышленности.
5. Тепловых станциях.
6. Шаговом электроприводе.
7. Сервоприводе.
8. Медицинской технике.
9. Авиационной технике.
10. Бытовой технике.

В зависимости от места применения к электроприводе могут выдвигаться довольно жёсткие требования по точности позиционирования, поддержанию заданной скорости или акустическим шумам. Это, в свою очередь, накладывает

ограничения на пульсации электромагнитного момента и электромагнитных сил, действующих между различными частями машины. Частично эти задачи решаются в процессе конструирования электродвигателя [19, 49, 60, 61, 96]. Также возможно использование электродвигателей с номинальной мощностью выше той, что требует нагрузка. В этом случае снижается уровень магнитных составляющих шума [31]. Кроме этого применяются амортизаторы, поглощающие часть передаваемых от двигателя вибраций, и эластичные муфты, сглаживающие пульсации электромагнитного момента, поступающие на исполнительное устройство. Тем не менее, актуальной задачей является разработка алгоритмов управления, улучшающих виброшумовые характеристики электропривода.

Применение в двигателях многофазных обмоток само по себе приводит к снижению вибраций и шумов, обусловленных тангенциальными силами, вызывающими пульсации электромагнитного момента двигателя. Это связано с тем, что с увеличением числа фаз происходит разрежение гармонического состава магнитного поля в воздушном зазоре двигателя в направлении устранения из него ассинхронных пространственных гармоник поля с относительным возрастанием синхронных. [8, 27, 78]. Увеличение количества фаз при сохранении питающих напряжений ведет к пропорциональному снижению фазных токов, но требует пропорционального увеличения числа витков в пазу. Снижение фазных токов позволяет использовать в преобразователе ключи меньшей мощности. Если с увеличением числа фаз сохранить величины токов, то это позволит сохранить количество витков в пазу, но приведет к пропорциональному уменьшению питающих напряжений. Меньшее число витков в фазе многофазной обмотки создаст меньшую индуктивность коммутируемых фаз, что упрощает коммутацию ключей, а также приводит к ослаблению реакции якоря. В обоих этих случаях многофазная обмотка создаст равновеликую намагничивающую силу по сравнению с трехфазной при одинаковом количестве меди. При этом увеличивается диапазон регулирования скорости многофазной машины по сравнению с трехфазной [65], особенно при использовании бездатчиковых систем управления. Это связано с более точ-

ным определением параметров вращения двигателя за счет увеличения числа каналов.

Использование многофазных систем позволяет целенаправленно воздействовать на конфигурацию магнитного поля в воздушном зазоре. Это дает возможность посредством системы управления влиять на распределение в пространстве и во времени электромагнитных сил. Алгоритм управления, реализованный таким образом, чтобы снизить пульсации электромагнитных сил, позволит уменьшить вибрации и шумы, возникающие при работе двигателя. При построении такого алгоритма необходимо основываться на расчетах реального распределения магнитного поля в машине.

Математическое описание электромагнитных процессов, происходящих в СДПМ, в настоящее время основывается либо на полевых моделях, которые невозможно использовать в алгоритмах управления ввиду большого количества времени, требуемого для их расчета, либо на уравнениях Парка-Горева [38, 81, 113]. Во втором случае принимается ряд весомых допущений: воздушный зазор машины предполагается гладким, учитывается только радиальное синусоидальное распределение индукции в зазоре, не учитывается кривая намагничивания стали магнитной цепи, расположение обмоток статора считается симметричным [41, 59, 64]. Актуальным направлением является разработка динамических моделей, опирающихся на результаты расчета полевых моделей [5, 66]. Это позволяет сохранить нагрузку на процессор, схожую с цепными моделями, при этом иметь точность, сопоставимую с полевыми.

1.2. Основные методы управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

Развитие методов управления двигателем обуславливается развитием аппаратной части электропривода: характеристиками самого двигателя, наличием датчиков (тока, скорости, угла поворота), преобразователем, вычислительной мощностью контроллера. В современной литературе часто можно встретить следующие разновидности синхронных двигателей: синхронный двигатель с постоянными

ми магнитами и бесколлекторный двигатель постоянного тока (БДПТ) или вентильный двигатель (ВД). БДПТ это двигатель, у которого вместо щеточно-коллекторного узла стоит полупроводниковый коммутатор, управляемый датчиком положения ротора [10, 15, 54, 82, 103, 104]. Такой двигатель питается источником регулируемого постоянного напряжения, а коммутатор переключает фазы двигателя по мере поворота ротора таким образом, чтобы формировать трапецеидальное напряжение в статорных обмотках. При этом скорость вращения регулируется за счет изменения значения питающего напряжения. Данная система имеет высокое быстродействие, но, поскольку напряжения, приложенные к обмоткам фаз двигателя, меняются ступенчато, на роторе имеют место значительные пульсации электромагнитного момента и акустические шумы. Для их уменьшения в [15] предлагается питающее напряжение формировать при помощи ШИМ со случайным изменением параметров. Подобная методика используется для снижения уровня акустического шума в асинхронных двигателях. Предлагаемый алгоритм ШИМ комбинирует в себе случайное изменение углов включения и выключения фазы двигателя, а также модулирующего сигнала. Случайное изменение сразу нескольких параметров в алгоритме формирования ШИМ позволяет избежать резонансных частот конструкции двигателя и снизить уровень излучаемого акустического шума. Также благодаря данному алгоритму достигается уменьшение амплитуд гармонических составляющих спектра напряжения обмотки статора и расширяется его спектральный состав, что, соответственно, приводит к снижению вибровозмущающих сил. Применение данного алгоритма позволяет снизить вибрации на частотах, кратных частоте модуляции напряжения.

В отличие от БДПТ питание СДПМ осуществляется не от постоянного, а переменного источника напряжения, как правило, формируемого посредством ШИМ [39], благодаря чему имеет более низкий уровень вибраций и шумов по сравнению с ВД [101]. Возможность управлять напряжением каждой из фаз позволяет осуществить векторное управление, суть которого заключается в том, чтобы поддерживать ортогональность векторов магнитного потока, создаваемого индуктором, и токов статорной обмотки. В этом случае пульсации электромагнитно-

го момента значительно ниже, чем в случае управления посредством коммутаций, управляемых датчиками Холла [29, 106]. Такое управление рассматривается в работах ряда авторов [16, 47]. Однако коммутации ключей при работе ШИМ приводят к возникновению высших гармоник напряжения и тока, что вызывает дополнительные вибрации и шумы. Особенно это проявляется, когда частота ШИМ становится кратна частотам колебаний различных элементов конструкции двигателя. Использование более высоких частот модуляции позволяет снизить возникающий акустический шум или перевести его в ультразвуковой диапазон [11].

Дальнейшее развитие привело к созданию алгоритма прямого управления моментом (ПУМ) [16, 22, 28]. Принцип ПУМ заключается в прямом выборе векторов напряжений в соответствии с разницей между опорным и фактическим значениями крутящего момента и потокосцепления. К преимуществам таких систем можно отнести: высокие динамические характеристики, более простой алгоритм управления благодаря отсутствию контура регулирования тока, высокую робастность по отношению к разбросу параметров [1]. Однако, у таких систем присутствует серьезный недостаток, заключающийся в том, что при малых углах нагрузки или при низкой скорости вращения возникают пульсации электромагнитного момента и, соответственно, скорости вращения ротора. Для снижения данного недостатка в [50] предлагается использовать пространственно-векторную модуляцию, заключающуюся в расчете положения векторов напряжения в пространстве и продолжительность их пребывания в каждом положении в соответствии с требуемым значением производной угла нагрузки.

Ведутся разработки в области систем управления со скользящими режимами [79, 80, 86]. Отличительной чертой этих систем является то, что при пересечении наблюдаемыми переменными поверхности скольжения, уравнения, составленные специальным образом и учитывающие состояние объекта управления, меняется знак управляющего сигнала. Такие системы относятся к системам с переменной структурой. К недостаткам данного способа управления относятся: более высокие требования к частоте коммутаций ключей инвертора, возможность потери устойчивости при работе вблизи поверхности скольжения

Также в теории автоматического управления присутствуют и другие способы управления. Применение метода скоростного градиента [70], позволяющего управлять энергией систем при использовании сколь угодно малого управления при отсутствии диссипации или ограниченного управления при ее наличии рассматривается в работе [71]. Также в работах [55, 57] рассматривается применение в электроприводах теории синергетического управления. Несмотря на всю инновационность таких подходов основным их недостатком является высокие требования к вычислительной мощности микропроцессора.

Перспективным направлением, в рамках которого сейчас активно ведутся исследования, является применение в алгоритмах управления различных интеллектуальных методов: нечеткой логики [46, 89], нейронных сетей [12, 17, 33, 37, 83] или генетических алгоритмов [37, 99, 112].

Использование генетических алгоритмов позволяет определять параметры ПИД-регулятора, обеспечивающего приемлемую устойчивость при использовании в замкнутой системе управления СДПМ [112].

Нейронные сети могут быть использованы для построения алгоритма управления СДПМ от АС-АС преобразователя [83]. Они представляют собой самообучающиеся алгоритмы и включают три слоя нейронов – входной, скрытый и выходной. Посредством самообучения определяются значения весовых коэффициентов передаточных функций нейронов. Преобразователь может применяться для управления как трехфазными, так и многофазными двигателями. Однако, данный подход требует от системы управления значительной вычислительной мощности.

Кроме того, нейронные сети могут решать различные вспомогательные задачи, возникающие в ходе управления двигателем. Наличии датчиков деформации установленных на корпусе двигателя позволяет нейронным сети обучиться частично улучшать виброшумовые характеристики путем снижения вибрации статорного кольца. Используя метод нейросетевой фильтрации внешних возмущений можно добиться повышение качества управления и более гладкой траектории движения объекта управления [84, 93, 102, 110, 111].

Достаточно серьезное развитие получили бездатчиковые системы автоматического управления СДПМ, позволяющие отказаться от применения дополнительных механических устройств, устанавливаемых на двигателе [9, 18, 30, 52]. Одним из вариантов построения бездатчиковых электроприводов на базе СДПМ являются адаптивные системы [18, 52, 90]. Например, широко распространено применение системы с настраиваемой моделью, которая приспосабливается к динамическим изменениям параметров электропривода. Однако для таких систем требуются значительные вычислительные ресурсы.

Активно развиваются СУ использующие наблюдатель состояния [35, 94, 105]. В [94] было показано, что обычные регуляторы СДПМ не могут исключить пульсации электромагнитного момента, которые были основным препятствием использования СДПМ в качестве высокопроизводительного сервопривода. Для решения данной проблемы был предложен модульный подход для реализации интеллектуального и надежного регулятора, который позволяет заменить любой существующий регулятор, работающий недостаточно качественно. Применение наблюдателей состояния позволяет посредством матричного представления системы определять значения вектора состояния [35]. В [105] наблюдатель состояния применяется для улучшения регулирования электромагнитного момента. Его используют для того, чтобы выполнять расчет мгновенных значений фазных токов на 1 шаг вперед. Делается это с целью решения проблемы устранения запаздывания, обусловленного структурой системы управления. Для реализации данного подхода было решено ввести модуль с генетическим алгоритмом обучения. Данный подход позволяет снизить пульсации электромагнитного момента, однако для его реализации требуются довольно точные датчики положения и скорости.

Качественно новым подходом к способу управления СДПМ является использование наблюдателя неопределенностей [56, 88]. Суть данного подхода заключается в сведении всех неопределенных параметров и внешних возмущений в единый вектор неопределенностей. Наблюдатель состояния производит его оценку и компенсацию. Также путем настройки производится задание степени робастности. К преимуществам данного подхода относится то, что нелинейности систе-

мы, обусловленные насыщением магнитной цепи и не отраженные в уравнениях машины, но оказывающие влияние на динамические процессы в приводе, могут рассматриваться в качестве неопределённостей.

Еще один подход, представленный в [74], используется для объектов управления, которые описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями со скалярным управлением в правой части, основан на использовании алгоритма расчета на ЭВМ функций управления по времени. При подстановке функций управления в дифференциальные уравнения обеспечивается проход решения от известных точек начального условия до заданных точек конечного состояния в фазовом пространстве. Для определения функций управления используется итерационный расчет оригинальными алгоритмами на ЭВМ с использованием моделей объектов управления, а также значений координат начальных и конечных точек. Один из способов построения алгоритмов расчета основывается на использовании теоремы об n интервалах управляющих функции [36, 53, 69]. Применение функций управления особенно эффективно в случаях, когда требуется обеспечить движение динамических объектов по заданным траекториям [75, 76].

Активно ведутся разработки в области управления многофазными двигателями [25, 26, 27, 64]. Применение электроприводов на базе двигателей с увеличенным количеством фаз ($n > 3$) повышает отказоустойчивость. В случае выхода из строя одной из фаз двигателя или инвертора система продолжит работу со сниженной номинальной мощностью [24, 100]. В [100] предлагается питать двигатель от двух трехфазных инверторов, разделив мощность между ними. Чтобы избежать циркулирующих токов, возникающих при симметричном смещении обмоток на 60 градусов, предлагается реализовать ассиметричную конструкцию с углом смещения на 30 градусов. Это позволит исключить гармоники тока с порядковым номером $6n+1$ и $6n-1$ [87, 100].

В [91] предложен способ снижения шума двигателя, вызванного волнами радиальных усилий, приводящих к колебаний воздушного зазора, создаваемых высшими гармониками магнитного потока в двигателе, которые возникают из-за наличия пазов на статоре и несинусоидального распределения обмоток по пазам.

Для уменьшения вибраций предлагается изменять магнитный поток в двигателе таким образом, что произведение основного колебания магнитного потока на высшую гармонику магнитного потока уменьшалось. Волны радиальных усилий, которые вызывают развитие шума, обуславливаются за счет взаимодействия основного колебания магнитного потока с его временными гармониками. Решающим для развития шума двигателя при инверторном режиме работы является произведение основного колебания магнитного потока на одну или несколько высших гармоник магнитного потока. В предлагаемом варианте, магнитный поток в двигателе изменяется в зависимости от нагрузочного момента на двигателе. Для способа оказалось особенно предпочтительным осуществлять изменение магнитного потока тогда, когда двигатель и/или инвертор находится ниже своей максимальной производительности в режиме частичной нагрузки. Тогда получаемые степени свободы по тепловым резервам используются для уменьшения шумов, что не обязательно повышает суммарные потери двигателя и/или инвертора.

Кроме приведенных выше методов к реализации системы управления, основной целью которой является качественная отработка поступающего задания, существует также ряд подходов для оптимизации энергопотребления с учетом параметров двигателя. В большинстве систем управления фазные токи поддерживаются таким образом, чтобы обеспечить ортогональность векторов магнитных потоков якоря и индуктора для компенсации момента сопротивления в уравнении движения двигателя. Однако данный режим работы привода не будет оптимальным с точки зрения потерь в меди [97]. Связанно это с тем, что создаваемый двигателем электромагнитный момент возможно достичь при меньших значениях фазных токов, поскольку СДПМ с радиальным расположением магнитов является комбинацией СДПМ и синхронного реактивного двигателя. Из этого следует, что при наличии размагничивающих токов СДПМ режим работы не будет оптимальным. В работе [109] проводятся исследования влияния размагничивающих потоков на работу СДПМ. Приведенные результаты показывают возможность снижения потерь в СДПМ на 30%.

В [99] на основе систем автоматического управления с переменной структурой, где используется циклическое обучение, рассматривается метод минимизации пульсаций электромагнитного момента, создаваемого СДПМ. Эти пульсации имеют периодическую зависимость при вращении ротора. Поскольку пульсации момента приводят к неминуемым пульсациям в скорости вращения, обычный П-регулятор теоретически может уменьшать данные пульсации скорости. Однако, поскольку такой подход основан на ошибке регулирования, полностью устранить пульсации он не может. Чем выше скорость вращения, тем выше будут пульсации момента и соответственно скорости. В систему управления с переменной структурой вложен алгоритм, осуществляющий обучение в установившемся режиме работы и изменяющий текущее задание таким образом, чтобы скомпенсировать возникающие пульсации. Такой подход может быть легко интегрирован в систему автоматического управления электроприводом на базе СДПМ, если для этого хватит вычислительной мощности микропроцессора.

Рассмотрев данные работы можно сделать вывод, что актуальными приоритетами в разработке алгоритмов управления СДПМ являются:

1. Увеличение точности отработки задания на скорость и положение ротора. Из-за пульсаций электромагнитного момента, которые возникают в СДПМ и, как следствие, скорости, это требование особенно актуально. Кроме того, для обеспечения быстрого переходного процесса требуются высокие значения электромагнитного момента, который обеспечивается только при больших значениях фазных токов, которые могут привести к размагничиванию постоянных магнитов и тем самым снизить характеристики машины. Поэтому определение максимально допустимых значений динамических режимов дает большое поле для улучшения методов управления.

2. Уменьшение вибраций и шумов, возникающих при работе СДПМ, негативно влияющих на качество выпускаемой продукции, долговечность оборудования, здоровье персонала.

3. Уменьшение чувствительности к изменению параметров СДПМ и внешним возмущениям. При высоких коэффициентах усиления в контурах управления,

обеспечивающих робастность системы, может возникнуть чувствительность к высокочастотным помехам.

4. Увеличение КПД системы электропривода. Создание алгоритмов управления, оптимизирующих потребление мощности электроприводом в статических и динамических режимах работы, возможно осуществить за счет регулирования токов продольной оси.

5. Увеличение диапазона регулирования, особенно в сторону низких скоростей. Ограничение вносят пульсации момента, которые оказывают большее влияние именно на низких скоростях. При высоких скоростях вращения колебания момента не успевают оказывать существенное влияние, поскольку они сглаживаются за счет инерционности ротора.

6. Снижение количества датчиков. В связи с тем, что датчики механических величин увеличивают стоимость и ухудшают эксплуатационные свойства электропривода уменьшение количества датчиков является актуальной темой при разработке алгоритмов управления. Это повысит надежность электропривода и снизит стоимость. В современных приводах используют энкодеры для определения положения, скорость определяют путем дифференцирования. Это является приемлемым способом уменьшения количества датчиков. Однако, также существуют системы определения положения за счет определения противо-ЭДС. Тем не менее бездатчиковые алгоритмы имеют значительно более высокую чувствительность к изменению параметров двигателя.

7. Уменьшение вычислительной мощности, необходимой для алгоритма управления. Хотя мощность микропроцессоров постоянно растет, снижение вычислительной нагрузки уменьшает время расчета, и, следовательно, уменьшает фазовую задержку управления. Кроме того, более низкие требования к вычислительной нагрузке позволяют использовать более дешевые микропроцессоры.

1.3. Выводы по главе

Результаты проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ показали:

1. Благодаря весьма благоприятным свойствам по виду механических и регулировочных характеристик, отсутствию скользящих электрических контактов, отсутствию потерь на возбуждение и возможностям эффективного охлаждения, СДПМ является одним из перспективных исполнительных элементов современного электропривода.

2. Применение современных магнитотвердых материалов позволило создавать СДПМ, способные конкурировать по массогабаритным и энергетическим показателям с остальными машинами в широком диапазоне мощностей и частот вращения, а по величине электромагнитного момента на единицу массы СДПМ практически нет равных среди разнообразных типов электрических двигателей.

3. Математическое описание СДПМ в настоящее время основывается или на цепных моделях, имеющих ряд серьезных допущений, или на полевых моделях, требующих значительного времени расчета.

4. С акустическим шумом и вибрациями, возникающими при работе СДПМ, активно борются при проектировании двигателей, системами управления и дополнительными средствами.

5. Векторное управление и прямое управление моментом наиболее часто используются для построения систем управления электроприводов на базе СДПМ.

6. Наибольшим быстродействием из этих двух способов обладает прямое управление моментом, что позволяет использовать его в высокоточных и динамичных электроприводах.

7. Одной из актуальных проблем является пульсации электромагнитного момента, снижающие показатели качества регулирования электропривода, особенно на низких частотах вращения.

Исходя из этого, можно сформулировать следующие основные задачи, решаемые в работе:

1. Разработать математическую модель СДПМ позволяющую производить расчет в реальном времени и при этом учитывать насыщение стали и реальную геометрию двигателя.

2. Разработать алгоритм управления на базе разработанной модели, позволяющий значительно снизить пульсации электромагнитного момента и радиальных сил, являющихся основным источником шумов, вызванных электромагнитными силами.

3. Оценить адекватность математической модели, используемой при синтезе и анализе системы управления, путем экспериментальных исследований с учетом особенностей технической реализации системы управления электроприводом с СДПМ.

2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

2.1. Математическое описание электромагнитных процессов машины

Улучшение виброшумовых характеристик электропривода предлагается достичь путем питания двигателя определенной формой фазных токов, влияющей на распределение магнитного поля в машине таким образом, чтобы компенсировать возмущающее воздействие, вызванное его конструкцией. Использование многофазного исполнения двигателя позволит воздействовать на конфигурацию магнитного поля в воздушном зазоре в более широких пределах по сравнению с 3-фазным. Для определения и создания токов такой формы необходимо построение системы управления, в которой реализована математическая модель многофазного СДПМ, позволяющая с достаточной степенью достоверности определять электромагнитный момент и радиальные силы, действующих на зубцы двигателя в реальном времени. Анализ математического описания, проведенный в главе 1, показал, что существующие модели или имеют ряд серьезных допущений, или требуют значительного времени расчета и не подходят для работы в реальном времени. Это приводит к необходимости разработки математической модели СДПМ позволяющей в реальном времени проводить расчет электромагнитного момента и радиальных сил с высокой степенью достоверности.

В основе анализа режимов работы любой электрической машины лежат дифференциальные уравнения электрического состояния ветвей, электромагнитного момента и уравнения движения вращающихся частей.

Уравнения динамики механической системы, включая электрическую машину с одной степенью свободы, для вращающихся машин имеет вид [38, 68]

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(M_{\text{Э}} - M_{\text{С}}); \quad \frac{d\alpha}{dt} = \Omega, \quad (2.1)$$

где J – момент инерции ротора; $M_{\text{Э}}$ и $M_{\text{С}}$ – соответственно электромагнитный момент и момент сопротивления, приложенные к валу ротора; Ω – угловая частота

вращения ротора; α – угол поворота ротора относительно статора в момент времени t .

Если пренебречь токами смещения по сравнению с токами проводимости и рассматривать обмотки машины как электрические цепи с сосредоточенными параметрами (рис. 2.1), то уравнения переменных состояния для всех m фаз обмотки статора СДПМ могут быть представлены в виде следующего нелинейного дифференциального матричного уравнения [4]:

$$[u] = \frac{d[\psi]}{dt} + [R][i], \quad (2.2)$$

где $[u] = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T$ – матрица-столбец мгновенных напряжений, приложенных к фазам обмотки статора;

$[\Psi] = [\Psi_1 \ \Psi_2 \ \dots \ \Psi_m]^T$ – матрица-столбец мгновенных потокосцеплений фаз обмотки статора;

$[R] = \text{diag}[R_1 \ R_2 \ \dots \ R_m]$ – диагональная матрица активных сопротивлений фазных обмоток;

$[i] = [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_m]^T$ – матрица-столбец мгновенных фазных токов.

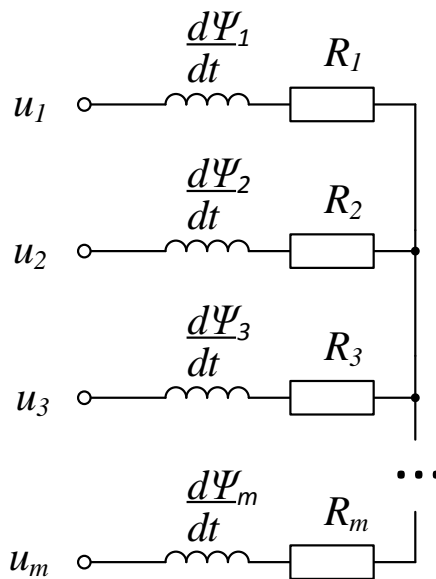


Рис. 2.1 Электрическая схема фаз двигателя, при соединении обмоток звездой.

В реальных электрических машинах зависимость $\Psi(\alpha)$ несинусоидальная и, как следствие, режим работы цепи в каждый момент времени несимметричный. В большинстве конструкций СДПМ не предусмотрена установка нейтрального провода, что приводит к возникновению напряжения смещения нейтрали и сложности определения напряжения непосредственно на фазах двигателя. В таком случае возможно вести расчет через линейные напряжения [5]. Тогда уравнения переменных состояния (2.2) представляются следующим образом:

$$\begin{cases} u_{12} = i_1 r_1 - i_2 r_2 + \frac{d\Psi_1}{dt} - \frac{d\Psi_2}{dt}, \\ u_{23} = i_2 r_2 - i_3 r_3 + \frac{d\Psi_2}{dt} - \frac{d\Psi_3}{dt}, \\ \dots \\ u_{(m-1)m} = i_{(m-1)} r_{(m-1)} - i_m r_m + \frac{d\Psi_{(m-1)}}{dt} - \frac{d\Psi_m}{dt}. \end{cases} \quad (2.3)$$

Уравнение (2.3) можно представить в матричной форме посредством использования метода контурных токов.

$$[u_L] = [B][R][i] + [B] \frac{d[\Psi]}{dt}; \quad (2.4)$$

где: $[u_L]$ – матрица линейных напряжений;

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 \\ \dots & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{– квадратная матрица контуров с числом строк и}$$

столбцов на единицу меньше числа фаз ($m-1$).

Относительные магнитные проницаемости высококоэрцитивных ПМ близки к единице и гораздо меньше магнитных проницаемостей стали статора. Поэтому вполне корректным представляется допущение о том, что в двигателях, у которых большая часть поверхности ротора занимают постоянные магниты, насыщение магнитной цепи статора обусловлено действием только постоянных магни-

тов ротора [3]. Следует отметить, что СДПМ такой конструкции обладают относительно низким влиянием реакции якоря. На рис. 2.2 приведены результаты расчетов магнитных полей в активных зонах четырехполюсного СДПМ с номинальным моментом $M_{\mathcal{E}}=17 \text{ Нм}$, номинальным током $I_H=9,2 \text{ А}$, диаметром статора $D=225 \text{ мм}$, ротора $d=145 \text{ мм}$, длиной $l=115 \text{ мм}$ в режимах холостого хода (а) и номинальной нагрузки (б) при повороте оси ротора относительно основной гармоники поля статора на $\pi/2$ электрических радиан.

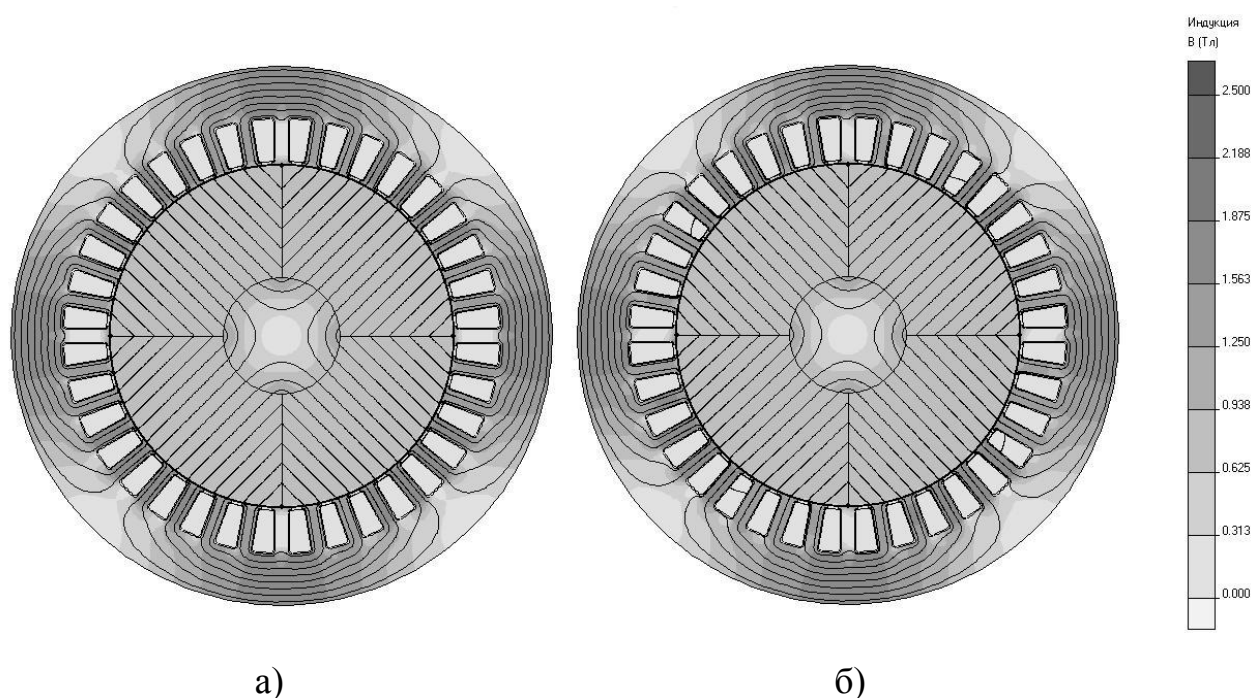


Рис. 2.2. Результаты расчета магнитного поля в активной зоне СДПМ в режимах: холостого хода (а), при номинальных токах и ортогональности поля ротора и основной гармоники поля статора (б).

Проведенные исследования показали, что максимальное значение индукции в режиме номинальной нагрузки возросло по сравнению с режимом холостого хода с 2.255 Тл до 2.261 Тл, что составляет 0.3%, то есть находится в пределах вычислительной погрешности. Подача фазных токов ведет к перераспределению магнитных потоков по ветвям магнитной цепи, рост индукции на одних участках компенсируется ее падением на других участках. На рис. 2.3 и рис. 2.4 представлены сравнения графиков индукции в режимах холостого хода и номинальной нагрузки для зубца с наибольшим насыщением стали, и ярма статора соответственно.

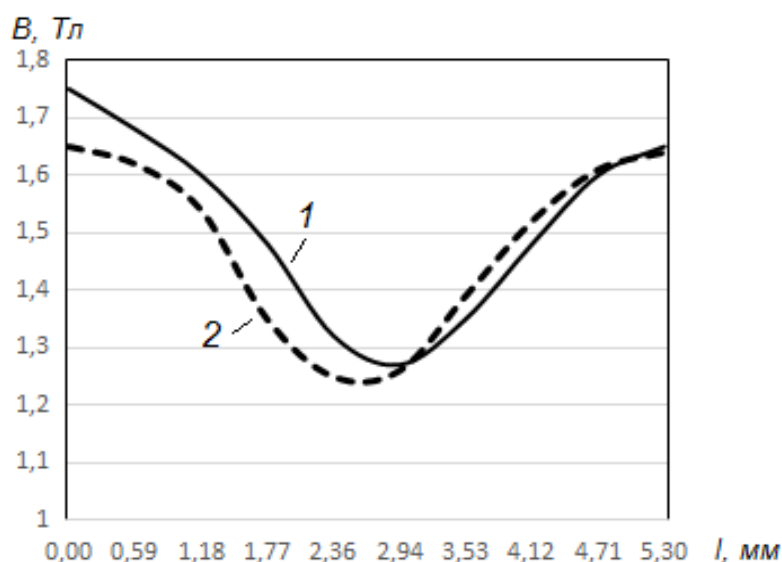


Рис. 2.3 График индукции в зубце статора с максимальным насыщением:
1 в режиме холостого хода, 2 при номинальной нагрузке

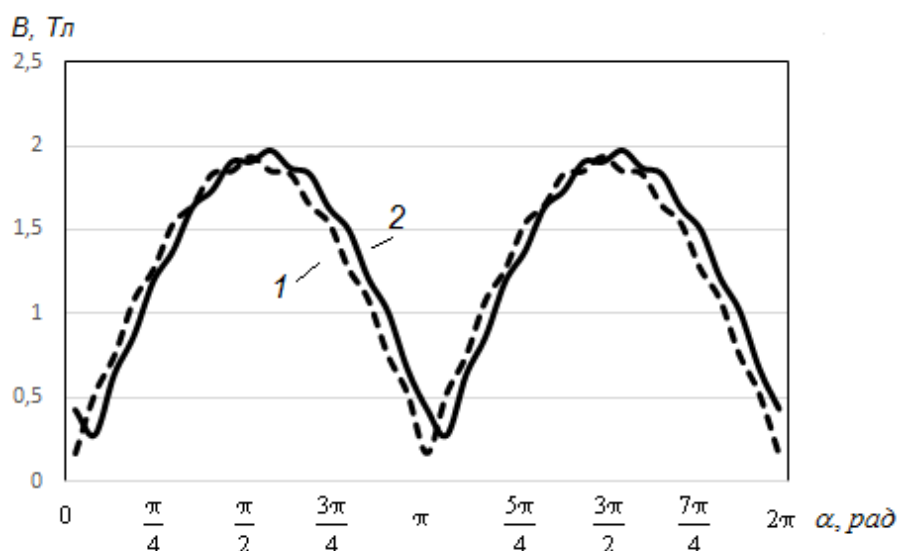


Рис. 2.4 График индукции в середине яра статора от угла поворота ротора:
1 в режиме холостого хода, 2 при номинальной нагрузке

Анализ полученных результатов показывает, что насыщение магнитной цепи статора в режиме нагрузки практически не изменилось по сравнению с режимом холостого хода. Это подтверждает корректность допущения о том, что насыщение магнитной цепи статора СДПМ с низким влиянием реакции якоря обусловлено действием именно постоянных магнитов индуктора. В этом случае потокосцепления фаз обмотки статора $[\Psi]$ возможно представить в виде суммы потокосцеплений от ПМ ротора и токов обмотки якоря:

$$[\Psi] = [\Psi_0] + [\Psi_{якорь}], \quad (2.5)$$

где $[\Psi_0] = [\Psi_{10} \ \Psi_{20} \ \dots \ \Psi_{m0}]^T$ – матрица-столбец потокосцеплений фаз, обусловленных ПМ ротора; $[\Psi_{якорь}]$ – матрица-столбец потокосцеплений фаз, обусловленных протеканием токов обмотки якоря.

Потокосцепление от токов статорных обмоток находится как произведение индуктивности на фазный ток. С учетом этого уравнение (2.5) преобразуется к следующему виду:

$$[\Psi] = [\Psi_0] + [L][i], \quad (2.6)$$

где $[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1m} \\ L_{21} & L_{22} & \dots & L_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{m1} & L_{m2} & \dots & L_{mm} \end{bmatrix}$ – матрица само- и взаимоиנדуктивностей фаз об-

мотки статора.

Кривые изменения потокосцепления $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ от постоянных магнитов ротора в функции угла α для каждой фазы статора можно предварительно рассчитать методами теории поля с учетом реальной структуры активной зоны СДПМ и насыщения стали. При симметричной магнитной цепи кривая изменения потокосцепления фазы $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ не содержит четных гармоник и симметрична относительно оси абсцисс, поэтому достаточно рассчитать мгновенные значения кривой потокосцепления фазы на полупериоде ее изменения.

При использовании численных методов для этого достаточно произвести расчет поля в активной зоне СДПМ в режиме холостого хода при различных положениях ротора относительно статора, поворачивая ротор на одно зубцовое деление статора [45]. В симметричных СДПМ кривые всех фаз $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ будут одинаковыми и сдвинуты относительно друг друга на $2\pi/m$ электрических радиан при нечетном числе фаз и на π/m электрических радиан для одноименных фаз в m/n симметричных n -фазных группах гальванически связанных фаз при их четном числе. Следовательно, зная зависимость $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$, можно определить элемен-

ты матрицы $[\Psi_0]$ при любом значении α . В качестве примера на рис. 2.5 приведены кривые $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ на периоде изменения соответственно для двигателей с геометриями представленных на рис. 2.2 с различным числом фаз: для трех фаз (1) и девяти фаз (2) при одинаковых числах витков в катушках, а число катушек на полюс и фазу $q_k = 3$ для трехфазной и $q_k = 1$ для девятифазной обмоток. В этом случае для создания одинакового электромагнитного момента фазные токи должны сохранять свое значение, а питающие напряжения снижаются пропорционально увеличению числа фаз. Если сохранить количество витков в фазе это приведет к снижению фазных токов пропорционально увеличению числа фаз при сохранении питающих напряжений. При этом зависимость $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ для девятифазного двигателя увеличится в 3 раза по сравнению со случаем, когда сохраняется число витков в пазу (рис. 2.5 (2)).

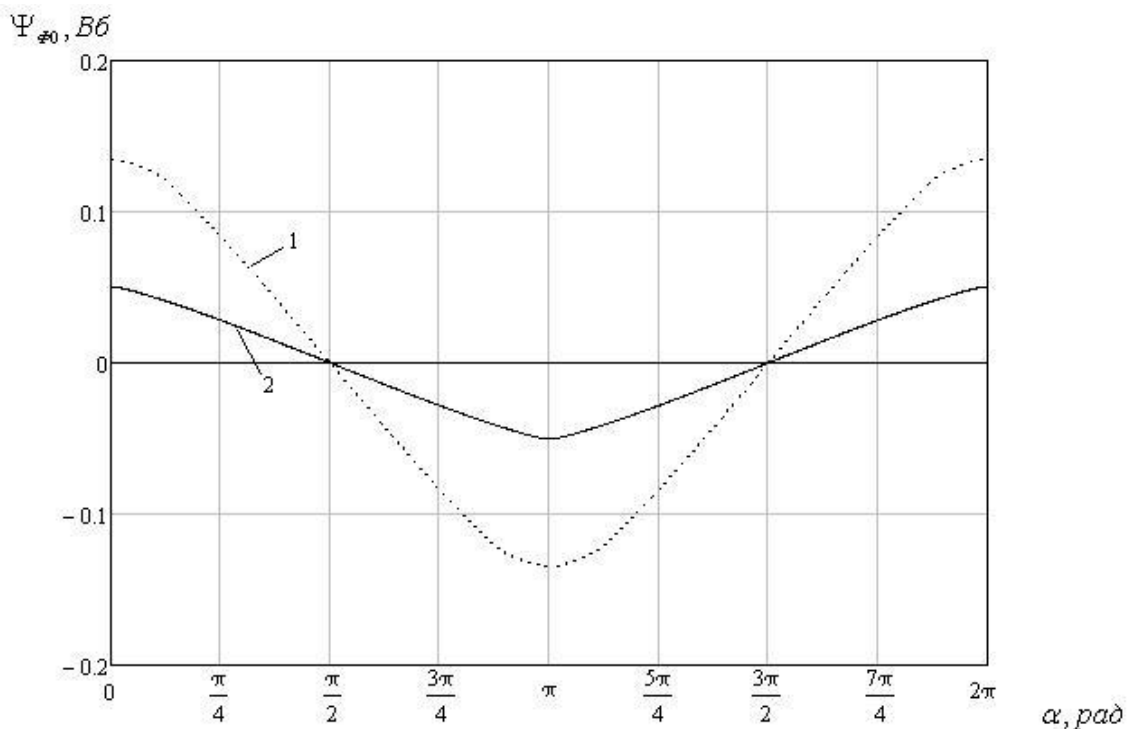


Рис. 2.5. Зависимости потокосцепления фаз трехфазного (1) и девятифазного (2) СДПМ при сохранении числа витков в пазу

Элементы матрицы $[L]$ при известном угле α могут быть определены аналогичным образом. Для этого необходимо рассчитать поле в линеаризованной активной зоне СДПМ ($\mu = const$) при возбуждении произвольным значением тока в

одной из фаз при различных значениях угла поворота ротора: $0 \leq \alpha < \pi / m$ [45], при этом области, занятые постоянными магнитами, заменяются средами без источников поля, магнитные проницаемости которых равны магнитным проницаемостям ПМ.

Использование многофазного исполнения СДПМ при синусоидальной форме питающих напряжений автоматически обеспечивает уменьшение амплитуды магнитной индукции в зазоре, по сравнению с 3-фазным, при сохранении величины электромагнитного момента. Это объясняется изменением гармонического спектра поля многофазной машины в направлении устранения из него высших гармоник в следствие уменьшения числа катушек на фазу. Это, соответственно, приводит к снижению магнитного шума и вибраций [10]. Кроме того, многофазная система позволяет влиять на форму распределения магнитной индукции в зазоре в более широких пределах при использовании специальных алгоритмов управления, формирующих несинусоидальные напряжения.

Уравнения (2.1) позволяют перейти от временных зависимостей к зависимостям от угла поворота ротора α . С учетом этого и уравнения (2.6) схема на рис. 2.1 преобразуется в схему, представленную на рис. 2.6, а уравнение (2.2) примет следующий вид:

$$[u] = \Omega \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} + [L] \frac{d[i]}{dt} + \Omega \frac{d[L]}{d\alpha} [i] + [R][i]. \quad (2.7)$$

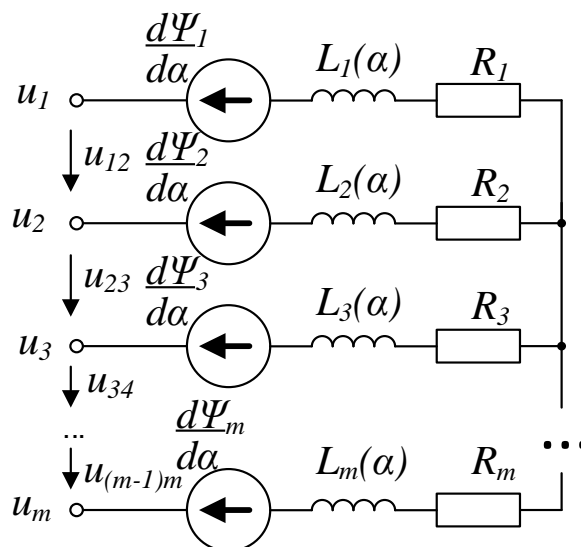


Рис. 2.6 Электрическая схема замещения m -фазного СДПМ

При отсутствии на роторе СДПМ ферромагнитных вставок элементы матрицы $[L]$ не зависят от α и $d[L]/d\alpha = 0$. При известном законе изменения фазных напряжений $[u]$ во времени уравнения переменных состояния для определения токов $[i]$ многофазной обмотки (2.7) в нормальной форме примут вид:

$$\frac{d[i]}{dt} = [L]^{-1} \left([u] - \Omega \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} - \Omega \frac{d[L]}{d\alpha} [i] - [R][i] \right). \quad (2.8)$$

В случае, если нейтральный провод отсутствует, будут известны только линейные напряжения (рис. 2.6), а ток одной из ветвей всегда может быть выражен через токи всех остальных. В связи с этим количество уравнений, необходимых для расчета электрической цепи, будет на одно меньше количества фаз $(m-1)$. С учетом этого данную схему можно рассчитать матричным методом контурных токов. Тогда уравнение (2.8) преобразуется к виду:

$$\frac{d[i]}{dt} = B^T \cdot \left([u_L] - B[R]B^T [i_K] - \Omega B \frac{d[L]}{d\alpha} [i_K] - \Omega B \frac{d[\Psi]}{d\alpha} \right) / (B \cdot [L] \cdot B^T), \quad (2.9)$$

где $[u_L]$ – матрица мгновенных значений линейных напряжений; $[i_K]$ – матрица мгновенных значений контурных токов;

Чтобы выразить уравнения обобщенного первого закона Кирхгофа в виде единственного матричного уравнения, введем матрицу сечений [44]. Тогда матрица контурных токов найдется из матрицы фазных токов через следующее уравнение.

$$[i_K] = [G][i], \quad (2.10)$$

где $[G] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица сечений.

Зависимость $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ рассчитывается предварительно методами теории поля в дискретных точках. Проведя ее аппроксимацию сплайнами или разложением в

ряд Фурье, получим непрерывную зависимость, которую можно использовать для аналитического вычисления производной и определения элементов матрицы $d[\psi_0]/d\alpha$ при различных углах поворота α . На рис. 2.7 представлена зависимость $d\Psi_{\phi_0}(\alpha)/d\alpha$, полученная для кривых, представленных на рис. 2.5. Поскольку зависимость $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ непрерывна и имеет периодический характер целесообразнее использовать разложение в ряд Фурье. Аналогичным образом можно поступить и с элементами матрицы $[L]$, для определения зависимости элементов матрицы $d[L]/d\alpha$ от угла α . Тогда уравнения (2.8) или (2.9) совместно с (2.1) при известных начальных значениях токов $[i(0)]$ легко решить одним из численных методов расчета нелинейных дифференциальных уравнений.

На рис. 2.7 приведены зависимости $d\Psi_{\phi_0}(\alpha)/d\alpha$ на периоде их изменения соответственно для трехфазных (1) и девятифазных (2) СДПМ, представленных на рис. 2.2. При сохранении числа витков в пазу. При сохранении числа витков в фазе кривая $d\Psi_{\phi_0}(\alpha)/d\alpha$ для девятифазного двигателя увеличится в 3 раза. Данные зависимости далеки от синусоидальных и содержат целый ряд высших гармоник, обуславливающих пульсации электромагнитного момента.

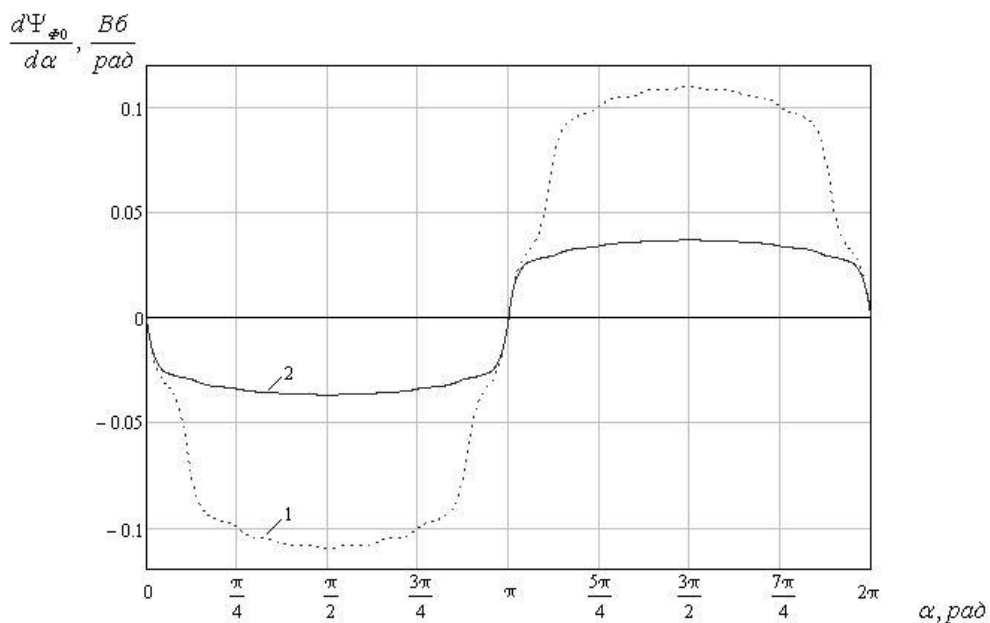


Рис. 2.7. Кривые изменения производных потокоцеплений фаз трехфазного (1) и девятифазного (2) СДПМ при сохранении числа витков в пазу

Если ротор СДПМ не имеет ферромагнитных вставок, то элементы симметричной матрицы $[L]$ не будут зависеть от угла поворота ротора α и могут быть определены при расчете поля для одного произвольного взаимного положения сердечников. В этом случае уравнения (2.8) и (2.9) упрощаются и сводятся к виду:

$$\frac{d[i]}{dt} = [L]^{-1} \left([u] - \Omega \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} - [R][i] \right); \quad (2.11)$$

$$\frac{d[i]}{dt} = B^T \cdot \left([u_L] - B[R]B^T [i_K] - \Omega B \frac{d[\Psi]}{dt} \right) / (B \cdot [L] \cdot B^T). \quad (2.12)$$

2.2 Математическая модель для определения электромагнитного момента

Для расчета электромагнитного момента СДПМ воспользуемся законом сохранения энергии к электромеханическому преобразованию. Его возможно определить через изменение магнитной коэнергии, которое происходит в условиях сохранения постоянными значений токов фаз обмоток статора при малом перемещении ротора (2.13). В таких условиях нелинейность системы не оказывает существенного влияния, поэтому целесообразно использовать линеаризованную модель [34].

$$M_{\partial} = \frac{\partial W'}{\partial \alpha}, \quad (2.13)$$

где W' – полная магнитная коэнергия СДПМ.

Как показано в [34], в линейной модели нелинейной системы полная магнитная коэнергия не отличается от полной энергии и в СДПМ при каком-либо значении α и с учетом (2.6) может быть определена по формуле:

$$W' = [i]^T [\Psi_0] + \frac{1}{2} [i]^T [L][i]. \quad (2.14)$$

Приращение коэнергии при малом перемещении ротора $\partial W' / \partial \alpha$ (2.13) необходимо определять при постоянных фазных токах в линейной модели, то есть при неизменных магнитных проницаемостях стали статора [34]. При принятом допущении о том, что насыщение стали статора обусловлено только действием

ПМ, при малом перемещении ротора на угол $\partial\alpha$ насыщение магнитной цепи статора при неизменных фазных токах практически не изменится. Поэтому величина электромагнитного момента СДПМ (2.13) при угле α будет равна

$$M_{\text{Э}} = [i]^T \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} + \frac{1}{2} [i]^T \frac{d[L]}{d\alpha} [i]. \quad (2.15)$$

Поскольку значения $d[\psi_0]/d\alpha$ и $d[L]/d\alpha$ определяются заранее [43] и при определенном угле α являются известными, данное уравнение позволит определять электромагнитный момент в одно действие с учетом распределения магнитного поля в машине. Если на роторе СДПМ отсутствуют ферромагнитные вставки, то индуктивность обмоток не будет меняться при вращении ротора двигателя. В этом случае $d[L]/d\alpha = 0$ и уравнение (2.15) будет содержать только первое слагаемое. Таким образом, величина электромагнитного момента при известном угле α в соответствии с (2.15) будет определяться только значениями фазных токов $[i]$ (2.16).

$$M_{\text{Э}} = [i]^T \frac{d[\psi_0]}{d\alpha}, \quad (2.16)$$

Для проверки адекватности принятых допущений были проведены расчеты зависимостей электромагнитных моментов от угла поворота ротора α для соответственно трехфазного (1) и девятифазного (2) СДПМ при токах, соответствующих номинальным и не меняющихся при повороте ротора. Расчеты производились по (2.16) и по результатам расчета поля методом конечных элементов при тех же токах с учетом основной кривой намагничивания стали статора и постоянных магнитов (рис. 2.8). На рис. 2.8 значения момента, определенные методом конечных элементов, представлены дискретными точками. Как следует из сопоставления результатов расчета, значения электромагнитного момента, полученные при принятых допущениях (2.16) и по результату расчета поля в активной зоне, практически совпадают.

Данный подход позволяет, единожды определив зависимости потокосцеплений и само- и взаимоиндуктивностей фаз методом конечных элементов, производить расчет электромагнитного момента при различных токах и углах нагрузки для любого положения ротора. При этом расхождение результатов расчетов между предложенным методом (2.15) и методом конечных элементов не превышает 3%.

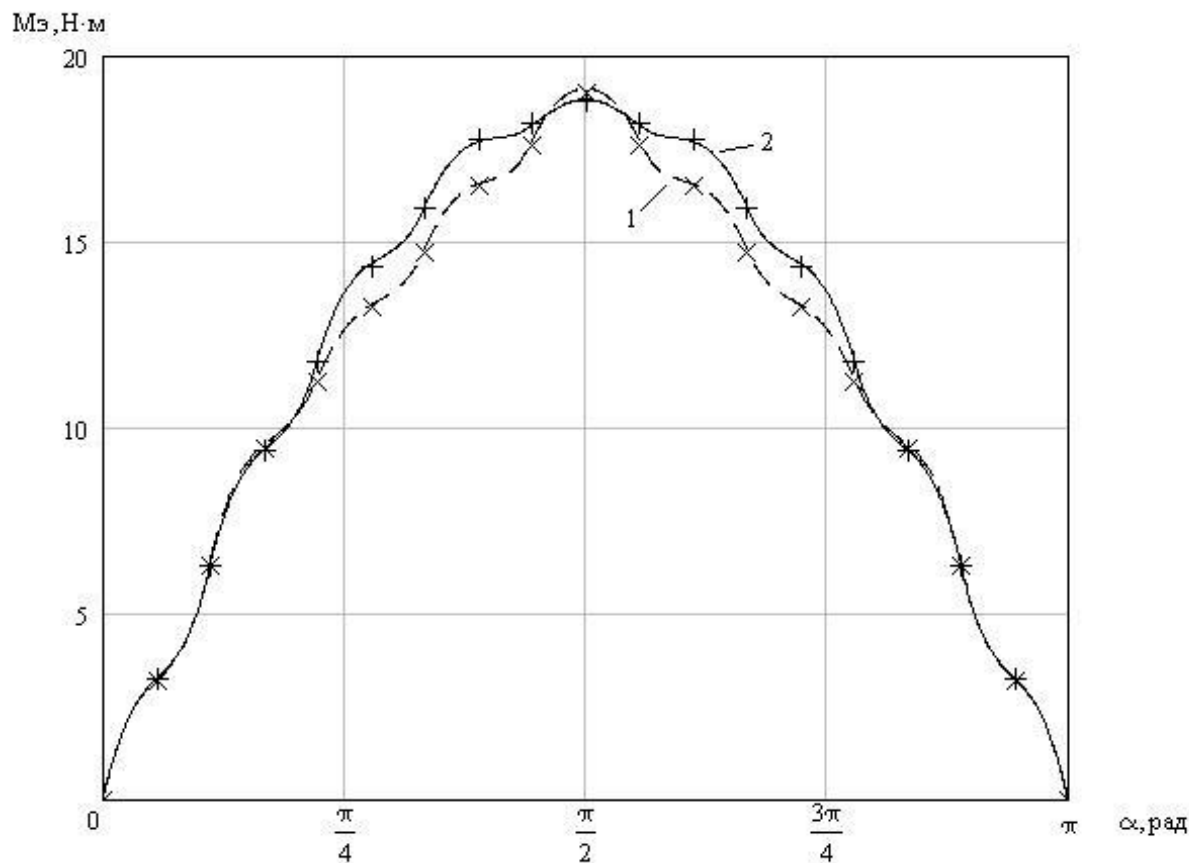


Рис. 2.8. Зависимости электромагнитного момента от угла α трехфазного (1) и пятифазного (2) СДПМ

2.3 Математическая модель для определения электромагнитных сил

В синхронных электрических машинах существует несколько причин возникновения вибраций, вызванных деформацией статорного кольца. Первая причина связана с магнестрикцией материала [58, 108]. Поскольку при вращении двигателя постоянно происходит перемагничивание всех участков статора, по которым замыкается магнитный поток, приводящее к повороту магнитных доменов на 180 градусов, возникает линейная деформация ферромагнитного материала

вдоль силовых линий магнитного поля. Чем больше амплитуда изменений магнитного потока в статоре, тем больше меняются размеры элементарных доменов в нем и, следовательно, сильнее вибрации статорного кольца машины. Второй причиной являются пульсации электромагнитных сил, связанных с энергией поля в зазоре. При этом, гармоники вибрации от электромагнитных процессов в статоре СДПМ кратны частоте вращения ротора из-за своей физической природы [48].

Все электромагнитные силы, возникающие в двигателе, как было показано выше, можно разделить, на радиальные, тангенциальные и осевые. Основные шумы и вибрации в двигателях с постоянными магнитами вызывают радиальные силы, действующие на зубцы статора [61]. Меняя свое значение во времени и пространстве они вызывают деформации статорного кольца (рис. 2.9). Наибольшие вибрации возникают на частотах, кратных частоте питающие сети. Наибольшую важность имеют гармоники с небольшим порядковым номером [20, 62, 92]. При этом в пространстве наибольшими будут гармоники с четным порядковым номером n , равным числу пар полюсов (p) и больше.

В работах [13, 26] показано, что переход на многофазный вариант электропривода переменного тока позволяет снизить амплитуду магнитной индукции в зазоре от которой зависит радиальная составляющая электромагнитной силы, определяющей основной уровень магнитных шумов. Однако анализ непосредственно радиальных сил не проводился. Для исследования данного вопроса необходима разработка адекватной математической модели для расчета радиальных сил, учитывающей реальное распределение магнитного поля в активной зоне машины с учетом насыщения магнитной цепи и реального распределения m -фазной обмотки, что обеспечит повышение точности результатов анализа и позволит производить синтез системы управления электроприводом с улучшенными виброшумовыми характеристиками.

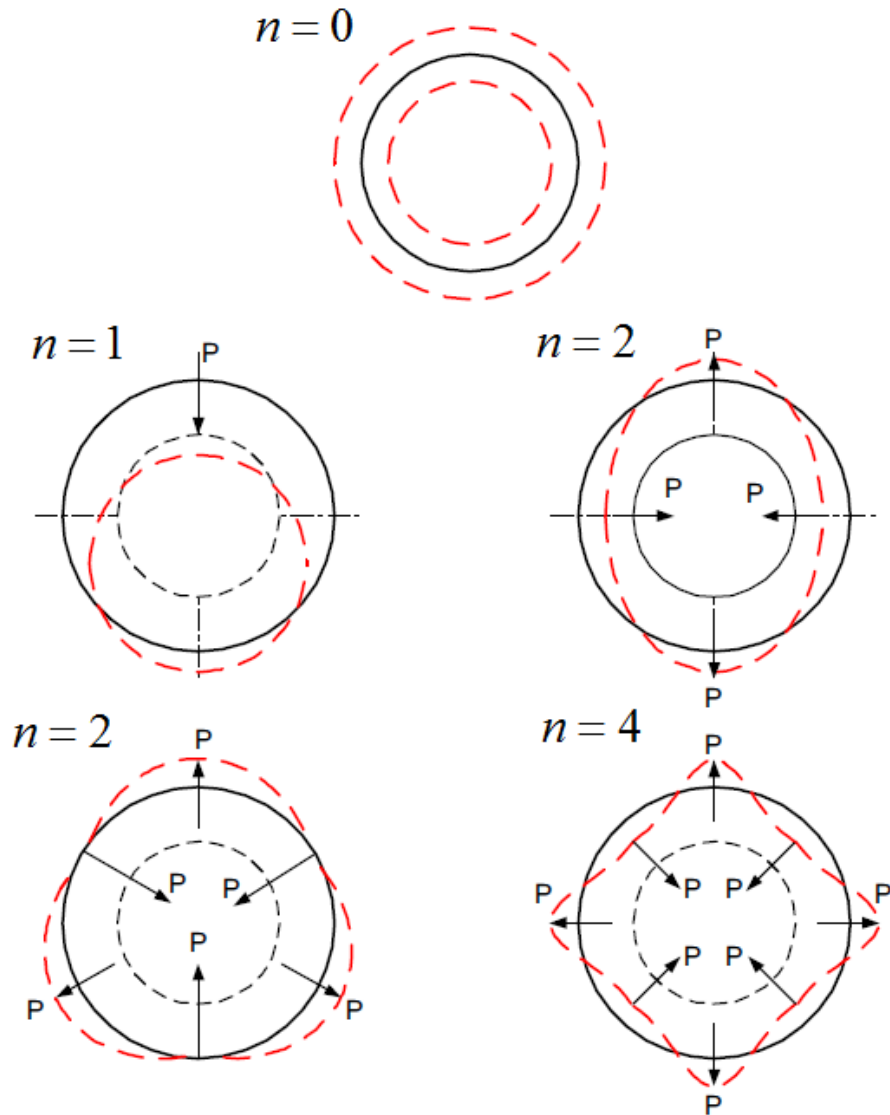


Рис. 2.9. Деформации статорного кольца в зависимости от номера гармоники радиальных силы, действующих на зубцы статора.

Полагая, что магнитная проницаемость зубца СДПМ во много раз больше, чем магнитная проницаемость в зазоре и пазах ($\mu = \mu_0 \mu_r \gg \mu_0$), можно пренебречь полем в пазах и учитывать только радиальные составляющие индукции поля в зубце машины. Тогда, как показано в [23], радиальная сила F_r , действующая на зубец в сторону зазора, может быть определена следующий образом (2.17).

$$F_r = \frac{\Phi_Z^2}{2\mu_0 S_Z}, \quad (2.17)$$

где: Φ_Z – магнитный поток, входящий (выходящий) в наконечник зубца со стороны зазора; S_Z – площадь наконечника зубца.

Поскольку магнитный поток от разных полюсов создает тяговое усилие на зубец в сторону зазора, то в случае, когда часть потока замыкается через один зубец (рис. 2.10), результирующее значение потока, создающего радиальную силу, необходимо находить как интеграл от модуля индукции (2.18).

$$\Phi_Z = \int_S |B_n| ds, \quad (2.18)$$

где B_n – радиальная индукция наконечника зубца.

Однако распределение индукции в реальной машине имеет довольно сложную форму и будет изменяться в зависимости от положения ротора и мгновенного значения токов в обмотке. Результирующее значение индукции зависит от ее двух составляющих: индукции, обусловленной только действием постоянных магнитов $B_{ПМ}$ и индукции, обусловленной действием только токов многофазной статорной обмотки $B_{ЗК}$. В каждой дискретной точке поверхности зубца значение радиальной индукции можно найти как сумму этих двух составляющих [67]. Таким образом, магнитный поток Φ_Z можно найти по формуле:

$$\Phi_Z = \int_S |B_{ПМ} + B_{ЗК}| ds. \quad (2.19)$$

Исходя из данного выражения представляется возможным разбить зубец на множество маленьких участков с площадью ΔS . Тогда выражение (2.19) примет вид:

$$\Phi_Z = \sum |\Delta\Phi_{ПМ} + \Delta\Phi_{ЗК}|, \quad (2.20)$$

где $\Phi_{ПМ}$ – магнитный поток наконечника зубца, обусловленный действием только постоянных магнитов ротора; $\Phi_{ЗК}$ – магнитный поток наконечника зубца, обусловленный действием только токов многофазной статорной обмотки.

На рис. 2.10 представлена картина распределения магнитного поля на участке электрической машины при нулевых фазных токах.

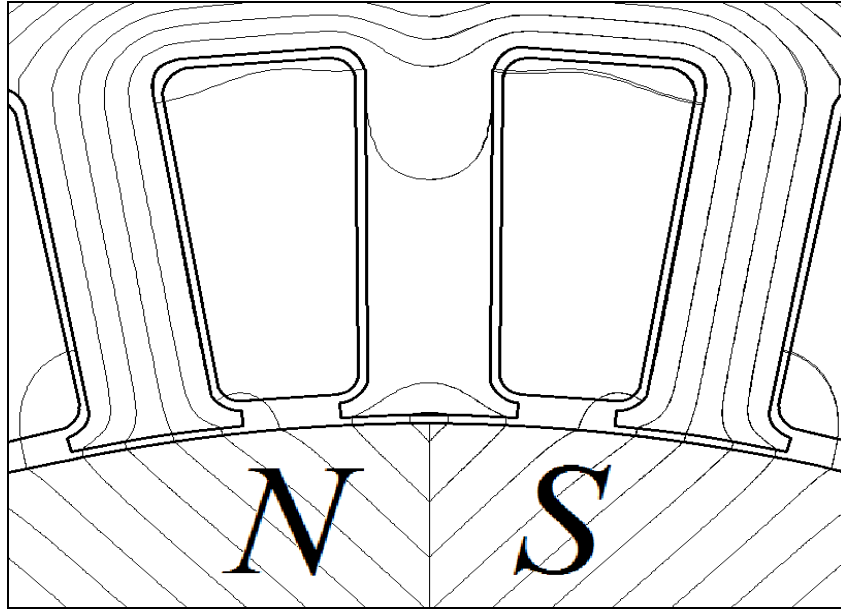


Рис. 2.10 Картина магнитного поля участка электрической машины от постоянных магнитов.

Исследования показали, что магнитный поток Φ_{3K} можно считать равномерно распределенным по всей поверхности наконечника зубца, тогда как магнитный поток $\Phi_{ПМ}$ имеет неравномерное распределение и может менять свое направление в пределах одного зубца (рис. 2.11).

Исходя из этого целесообразно разделить зубец на две части в точке, где магнитный поток $\Phi_{ПМ}$ меняет свое направление [2]. В этом случае выражение (2.20) примет вид:

$$\Phi_Z = \left| \Phi_{ПМ+} + \Phi_{3K} \frac{S_{Z+}}{S_Z} \right| + \left| \Phi_{ПМ-} - \Phi_{3K} \frac{S_{Z-}}{S_Z} \right|, \quad (2.21)$$

где $\Phi_{ПМ+}$ - часть магнитного потока $\Phi_{ПМ}$ от южного полюса постоянного магнита; $\Phi_{ПМ-}$ - часть магнитного потока $\Phi_{ПМ}$ от северного полюса постоянного магнита; S_Z - площадь наконечника зубца; S_{Z+} - площадь наконечника зубца, через которую проходят силовые линии потока $\Phi_{ПМ+}$; S_{Z-} - площадь наконечника зубца, через которую проходят силовые линии потока $\Phi_{ПМ-}$.

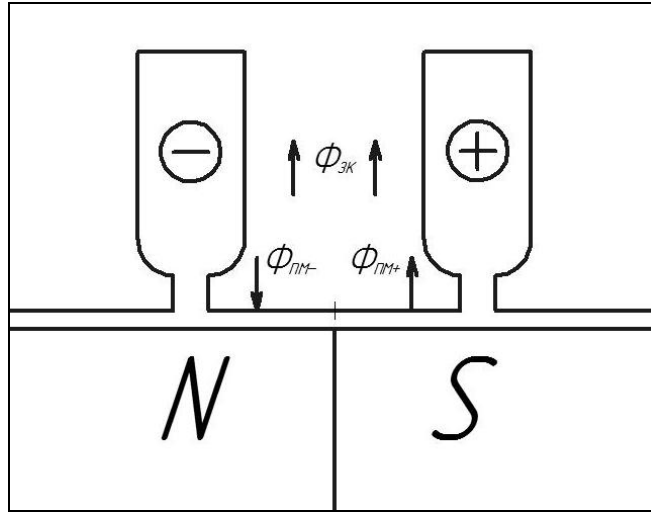


Рис. 2.11 Направления радиальных магнитных потоков в зубце электрической машины.

При допущении, что насыщение магнитной цепи статора обусловлено действием только постоянных магнитов ротора, можно с помощью численных методов расчета магнитных полей предварительно определить зависимости $\Phi_{ПМ+}$, $\Phi_{ПМ-}$, S_{Z+} , S_{Z-} от угла поворота ротора относительно статора α с учетом насыщения стали статора. На рис. 2.12 и представлены зависимости магнитных потоков от северного (1) и южного (2) полюсов магнита. На рис. 2.13 приведен график зависимости алгебраической суммы этих потоков.

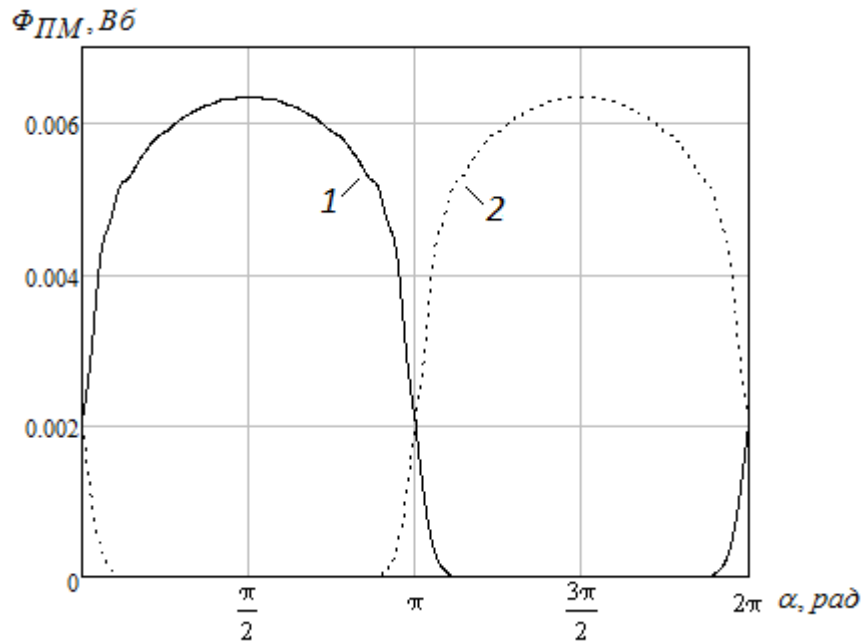


Рис. 2.12. Зависимости магнитных потоков зубца электрической машины от северного (1) и южного (2) полюсов постоянного магнита.

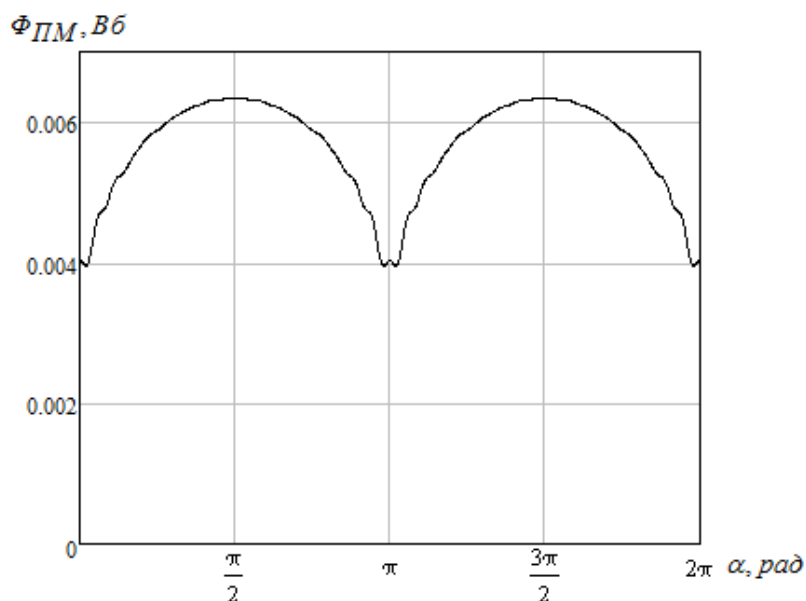


Рис. 2.13. Зависимость алгебраической суммы магнитных потоков зубца от угла поворота ротора α

Кроме того, при заданном угле α магнитный поток Φ_{3K} может быть определен по формуле

$$\Phi_{3K} = \lambda(\alpha) \cdot i_{3K}, \quad (2.22)$$

где i_{3K} – ток рассматриваемого зубцового контура, который определяется как разность мгновенных токов двух соседних пазов; $\lambda(\alpha)$ – магнитная проводимость зубцового контура.

Магнитная проводимость зубцового контура определяется из зависимости магнитного потока зубца от тока зубцового контура, тока протекающего в соседних с зубцом пазах в противоположных направлениях (рис. 2.14).

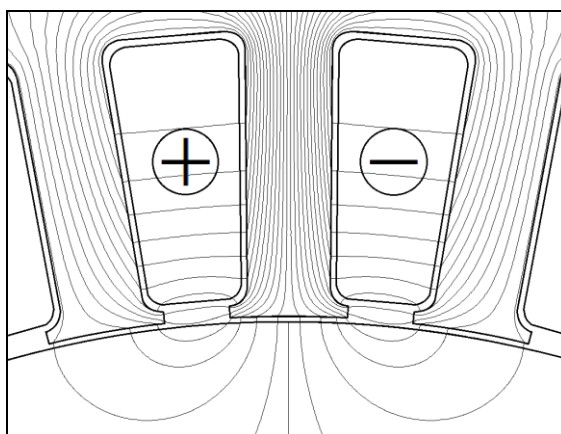


Рис. 2.14 Картина магнитного поля участка электрической машины от тока зубцового контура.

Токи зубцовых контуров (МДС) $[i_{3K}]$ выражаются через значения токов ветвей машины $[i_B]$ с помощью матрицы преобразования $[C]$:

$$[i_{3K}] = [C][i_B]. \quad (2.23)$$

Матрица $[C]$ имеет число столбцов, равное числу ветвей электрической цепи, и число строк, равное числу ветвей схемы замещения магнитной цепи [42, 43]. Элементом этой матрицы, расположенном в k -й строке и j -м столбце является число w_k , равное количеству витков с током j -й ветви электрической цепи i_{Bj} , охватывающих k -ю ветвь схемы замещения магнитной цепи. При этом, если число витков с током i_{Bj} создают в k -й ветви МДС, совпадающие с выбранным положительным направлением магнитного потока, то w_k берется со знаком "плюс". В противном случае число w_k берется со знаком "минус". Составленная таким образом матрица $[C]$ для 3-х фазной и 9-ти фазной машины с 18 зубцами на одно полюсное деление будут иметь вид:

$$[C] = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & B & C \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} w & & 3w \\ 2w & & 3w \\ 3w & & 3w \\ 3w & & 2w \\ 3w & & w \\ 3w & & \\ 3w & w & \\ 3w & 2w & \\ 3w & 3w & \\ 2w & 3w & \\ w & 3w & \\ & 3w & \\ & 3w & w \\ & 3w & 2w \\ & 3w & 3w \\ & 2w & 3w \\ & w & 3w \\ & & 3w \end{bmatrix} & [C] = \begin{bmatrix} w & & & & w & w & w & w \\ w & & & & & w & w & w \\ w & w & & & & w & w & w \\ w & w & & & & & w & w \\ w & w & w & & & & w & w \\ w & w & w & & & & & w \\ w & w & w & w & & & & w \\ w & w & w & w & & & & \\ w & w & w & w & w & & & \\ & w & w & w & w & w & & \\ & & w & w & w & w & w & \\ & & & w & w & w & w & w \\ & & & & w & w & w & w \\ & & & & & w & w & w \\ & & & & & & w & w & w \\ & & & & & & & w & w & w \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Величина $\lambda(\alpha)$ при известном угле α определяется также с помощью численных методов расчета полей. При этом магнитная проницаемость статора может быть принята равной бесконечности, а области, занятые постоянными магнитами ротора, заменяются средами без источников поля, магнитные проницаемости которых равны магнитным проницаемостям постоянных магнитов. В случае отсутствия на роторе ферромагнитных вставок величина λ будет постоянной для любого угла α [7].

Таким образом, определив предварительно зависимости $\Phi_{ПМ+}(\alpha)$, $\Phi_{ПМ-}(\alpha)$, $S_{Z+}(\alpha)$, $S_{Z-}(\alpha)$ и $\lambda(\alpha)$, можно при известных токах в обмотке статора и положении ротора относительно статора α найти радиальные силы, действующие на зубцы СДПМ. Подставив (2.21) и (2.22) в (2.17) получим формулу для расчета радиальной силы, действующей на зубец статора:

$$F_r(\alpha) = \frac{1}{2\mu_0 S_Z} \left(\left| \Phi_{ПМ+}(\alpha) + \lambda(\alpha) \cdot i_{3K} \frac{S_{Z+}(\alpha)}{S_Z} \right| + \left| \Phi_{ПМ-}(\alpha) - \lambda(\alpha) \cdot i_{3K} \frac{S_{Z-}(\alpha)}{S_Z} \right| \right)^2. \quad (2.24)$$

Для проверки адекватности разработанной модели и принятых допущений было проведено сопоставление результатов расчета по формуле (2.24) с расчетом, проводимым методом конечных элементов в программном комплексе Elcut. Расчеты радиальных сил, действующих на зубцы проводились для СДПМ, геометрия которого представлена на рис. 2.2, с числом зубцов статора $Z_I=36$, числом полюсов $2p=4$, номинальным моментом $M_{\Sigma}=17$ Нм, номинальным током $I_H=9,2$ А.

На рис. 2.15 представлены кривые радиальных сил, действующих на один из зубцов статора девятифазного СДПМ в режиме холостого хода – 1 и при токах, соответствующих номинальному, при повороте оси ротора относительно основной гармоники поля статора на $\pi/2$ электрических радиан – 2, для различных углов α . При этом сплошными линиями изображены кривые сил, определенные по предлагаемой методике, а дискретными точками представлены значения сил, полученных непосредственно из расчета поля в программном комплексе Elcut, при тех же токах с учетом кривой намагничивания стали статора. Как следует из сопоставления результатов расчета, значения радиальных сил, полученные при принятых

допущениях, и по результату расчета поля в активной зоне максимальная относительная погрешность не превышает 5%. Наибольшее отклонение характерно для моментов, когда зубец проходит границу раздела полюсов. Это связано с тем, что распределение индукции по поверхности зубца нелинейно.

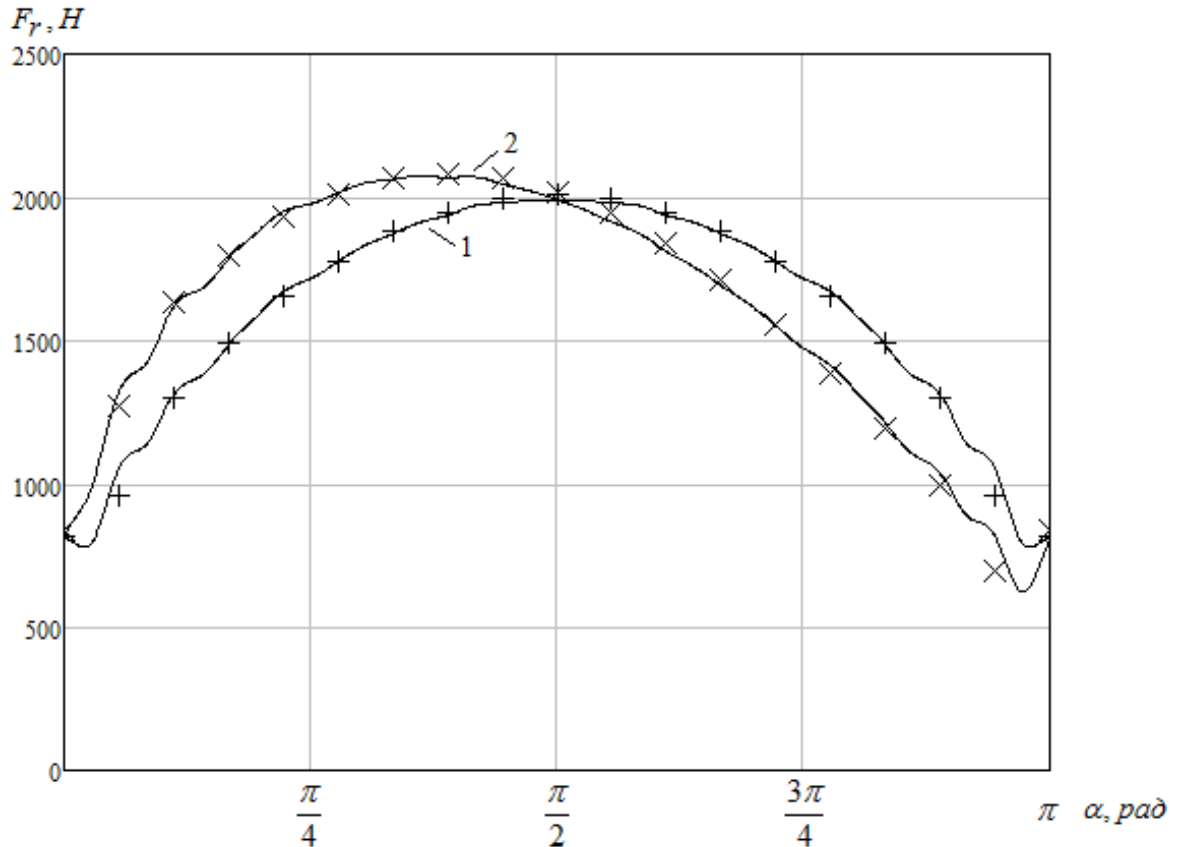


Рис. 2.15. Радиальная сила, действующая на зубец девятифазного СДПМ.

1 – в режиме холостого хода; 2 – при номинальной нагрузке.

Поскольку в девятифазном исполнении число катушек на полюс и фазу $q_k=1$, то силы, действующие на остальные зубцы, будут полностью повторять данную кривую со сдвигом на $\pi/9$ электрических радиан. В случае трехфазного исполнения число катушек на полюс и фазу $q_k=3$, и силы, действующие на различные зубцы, будут отличаться. На рис. 2.16 представлены зависимости сил, действующих на три различных зубца трехфазной СДПМ, от угла поворота ротора при номинальных токах и угле нагрузки $\pi/2$. По графикам видно, что на зубец, находящийся между пазми, в которые уложены обмотки различных фаз (рис. 2.16 (1)), действует сила с большей амплитудой, по сравнению с зубцами, находящимися между пазми с обмоткой одной фазы (Рис. 2.16 (2,3)).

Также кривая зависимости силы, действующей на зубец от угла поворота ротора α , будет изменяться в зависимости от угла нагрузки. На рис. 2.17 представлены графики данных зависимостей в установившемся режиме работы при токах, соответствующих номинальным, для углов между потоком от постоянных магнитов и потоком, создаваемым токами статорной обмотки в 45° , 90° и 135° кривые 1, 2 и 3 соответственно. По данным расчета видно, что с увеличением угла нагрузки амплитуда силы снижается и может иметь более низкие значения по сравнению с режимом холостого хода (рис. 2.17 (4)). Это подтверждает предположение что возможно снижать пульсации радиальных сил, действующих на зубцы статора, посредством регулирования фазных токов.

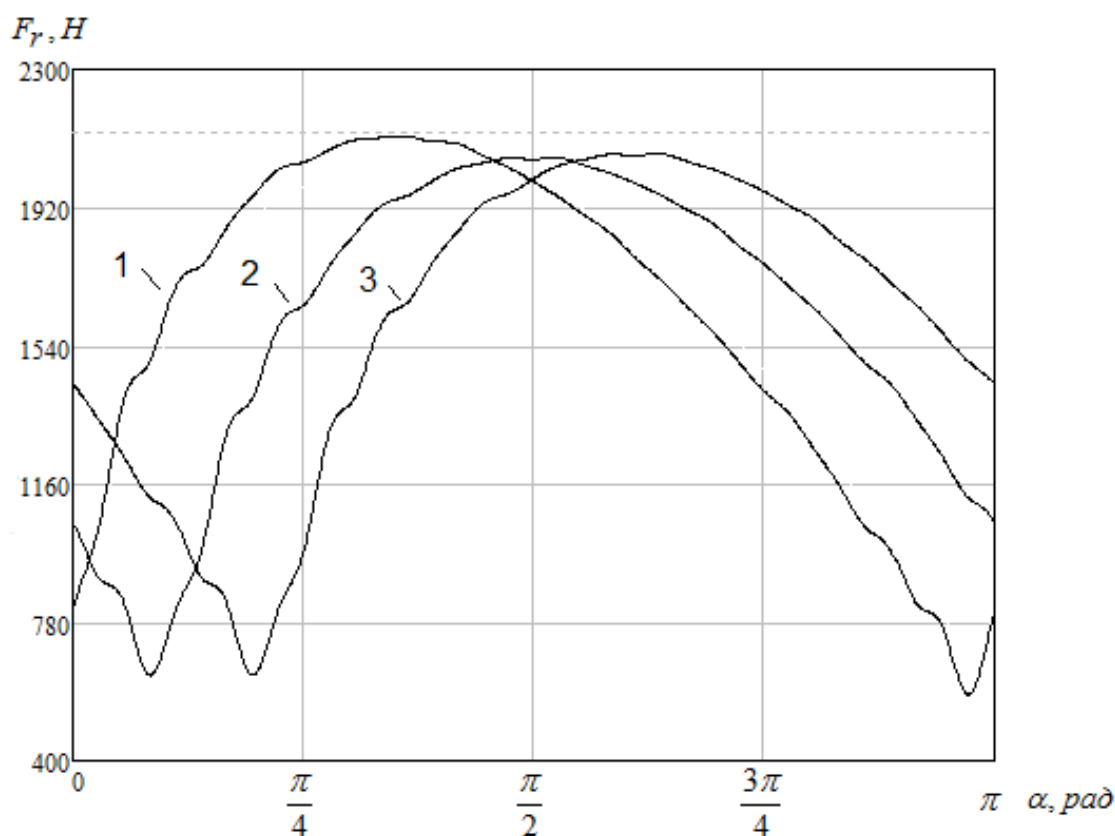


Рис. 2.16. Радиальные силы, действующие на различные зубцы трехфазного СДПМ.

- 1 – зубец, находящийся между пазами с различными фазами;
- 2,3 – зубцы, находящиеся между пазами с одной фазой.

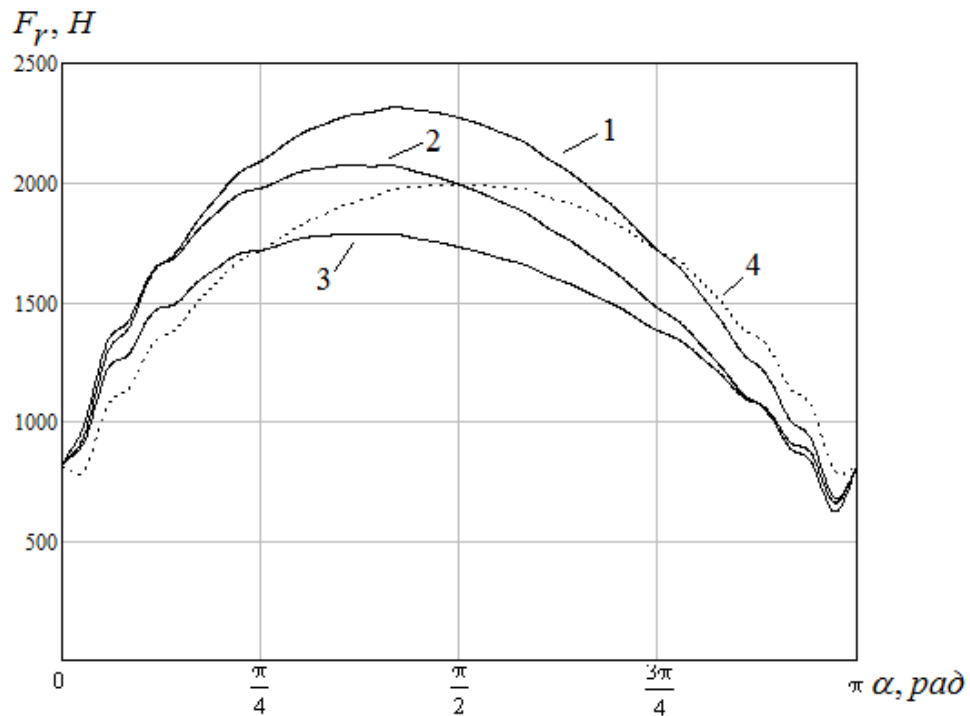


Рис. 2.17 Радиальные силы, действующие на зубец СДПМ при различных углах между потоком от постоянных магнитов и потоком, создаваемым токами статорной обмотки:

1 – угол в 45° , 2 – угол в 90° , 3 – угол в 135° , 4 – в режиме холостого хода.

2.4 Формирование токов статора для улучшения вибросиловых характеристик

Проведенные исследования показывают, что в электрических машинах присутствуют значительные пульсации электромагнитного момента и радиальных сил. Для их компенсации представляется возможным питать статорную обмотку определенной формой токов. Решить задачу компенсации пульсации электромагнитного момента возможно путем амплитудной модуляции токов статора. Целесообразно это применять для многофазных двигателей. Увеличение числа фаз, само по себе, обуславливает снижение амплитуды пульсаций электромагнитного момента с одновременным прямо пропорциональным ростом их частоты [26]. На рис. 2.18 приведен график изменения электромагнитного момента, полученный посредством расчета по формуле (2.16) в установившемся режиме работы, при токах, соответствующих номинальным и углом нагрузки 90° для трехфазного и девятифазного исполнений двигателя. На графике явно выражены пульсации мо-

мента с частотами, кратными числу зубцов на полюсное деление и числу катушек в фазе. Возникают эти пульсации в электрической машине вследствие взаимодействия гармоник МДС магнитов и гармоник проводимости воздушного зазора. [14, 16].

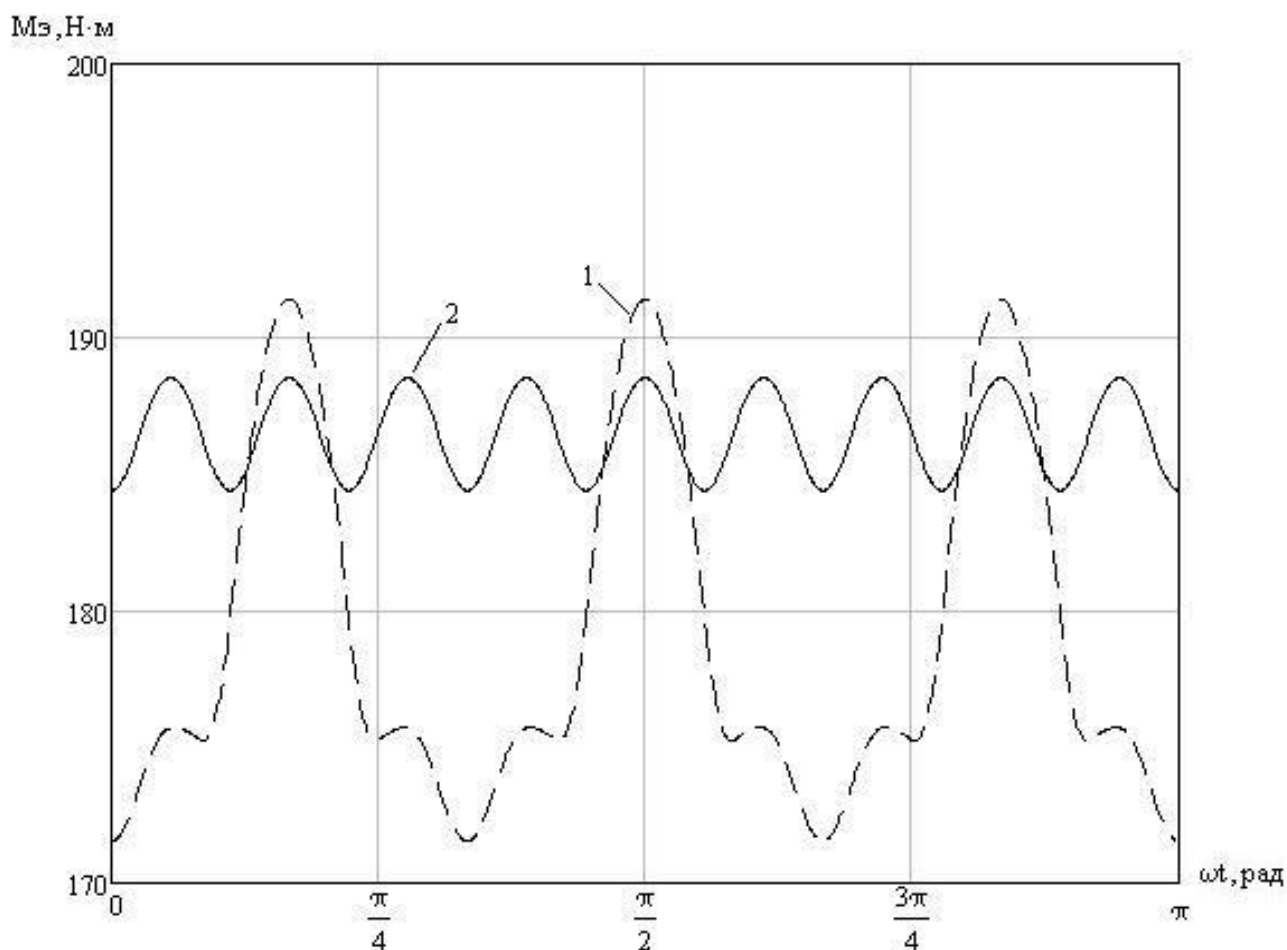


Рис. 2.18. Пульсации электромагнитного момента трехфазного (1) и девятифазного (2) СДПМ

При наличии в системе управления СДПМ обратных связей по фазным токам и углу положения ротора α возможно формировать кривые фазных токов, обеспечивающих постоянный заданный электромагнитный момент при любом положении ротора относительно статора. Для этого предлагается использовать амплитудную модуляцию токов. Амплитуду первой гармоники питающих токов изменяется таким образом, чтобы в любой момент времени электромагнитный момент, создаваемый двигателем, был равен заданному $M_{э} = M_{з}$. При этом зависимости токов от угла поворота ротора для каждой k -й ($1 \leq k \leq m$) фазы статора будут определяться следующим образом:

$$i_k(\alpha) = I_m(\alpha) \sin\left(\alpha + \theta - \frac{2\pi(k-1)}{m}\right), \quad (2.25)$$

где $I_m(\alpha)$ – модулированная амплитуда тока; θ – угол нагрузки.

Тогда для любого момента времени t мгновенные фазные токи $[i]$ могут быть представлены выражением:

$$[i] = I_m(\alpha)[S], \quad (2.26)$$

где $[S] = \left[\sin(\alpha + \theta) \dots \sin\left(\alpha + \theta - \frac{2\pi(k-1)}{m}\right) \dots \sin\left(\alpha + \theta - \frac{2\pi(m-1)}{m}\right) \right]^t$.

В соответствии с (2.15) получим

$$M_{\Delta} = I_m(\alpha)[S]^t \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} + \frac{1}{2} I_m^2(\alpha)[S]^t \frac{d[L]}{d\alpha}[S]. \quad (2.27)$$

Если для СДПМ справедливо уравнение (2.16), то выражение (2.27) существенно упростится и будет содержать только первое слагаемое.

$$M_{\Delta} = I_m(\alpha)[S]^t \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} \quad (2.28)$$

Из выражения (2.28) нетрудно рассчитать кривую $I_m(\alpha)$ на периоде ее изменения ($0 \leq \alpha \leq 2\pi$).

$$I_m(\alpha) = \frac{M_{\Delta}}{[S]^t \frac{d[\psi_0]}{d\alpha}}. \quad (2.29)$$

На рис. 2.19, 2.20 представлены кривые изменения мгновенного значения фазных токов в установившемся режиме работы соответственно трехфазного (рис. 2.19) и девятифазного (рис. 2.20) СДПМ, соответствующие постоянному номинальному моменту исследуемого двигателя, а также изменение модулированной амплитуды этих токов $I_m(\alpha)$ по (2.29). Данные зависимости представлены для случая, когда число витков в пазу одинаково. При этом питающие напряжения для девятифазного двигателя будут в 3 раза меньше чем для трехфазного. Для сохранения одинаковыми значений питающих напряжений необходимо одинако-

вое значение число витков в фазе. Для этого требуется увеличить число витков в пазу в 3 раза в девятифазном двигателе. В этом случае токи, соответствующие постоянному номинальному моменту для девятифазного двигателя будут в 3 раза меньше, представленных на рис. 2.20.

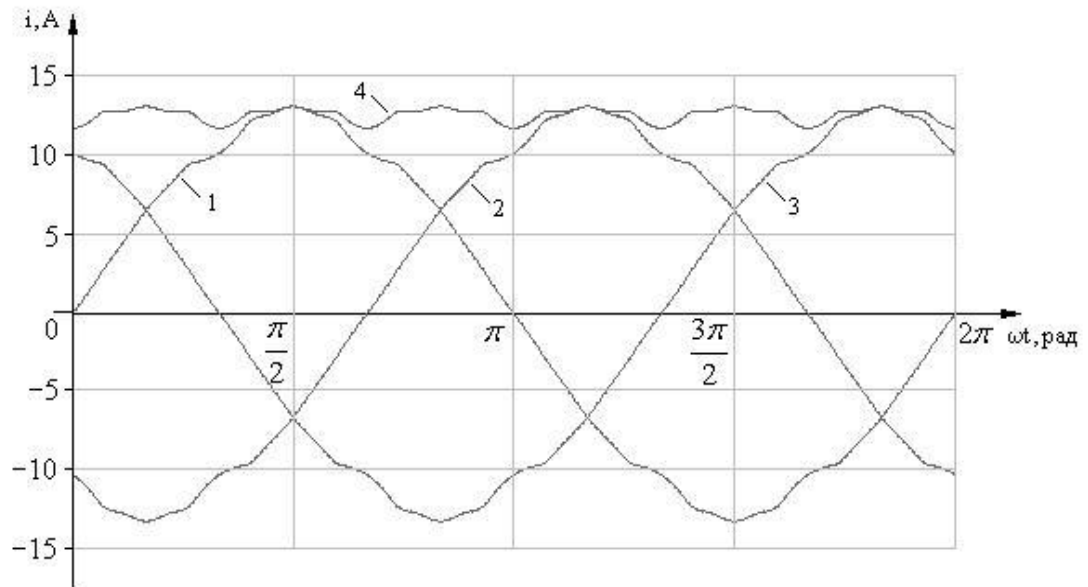


Рис. 2.19. Кривые изменения фазных токов трехфазного СДПМ при постоянном моменте: 1-3 фазные токи, 4- зависимость $I_m(\alpha)$

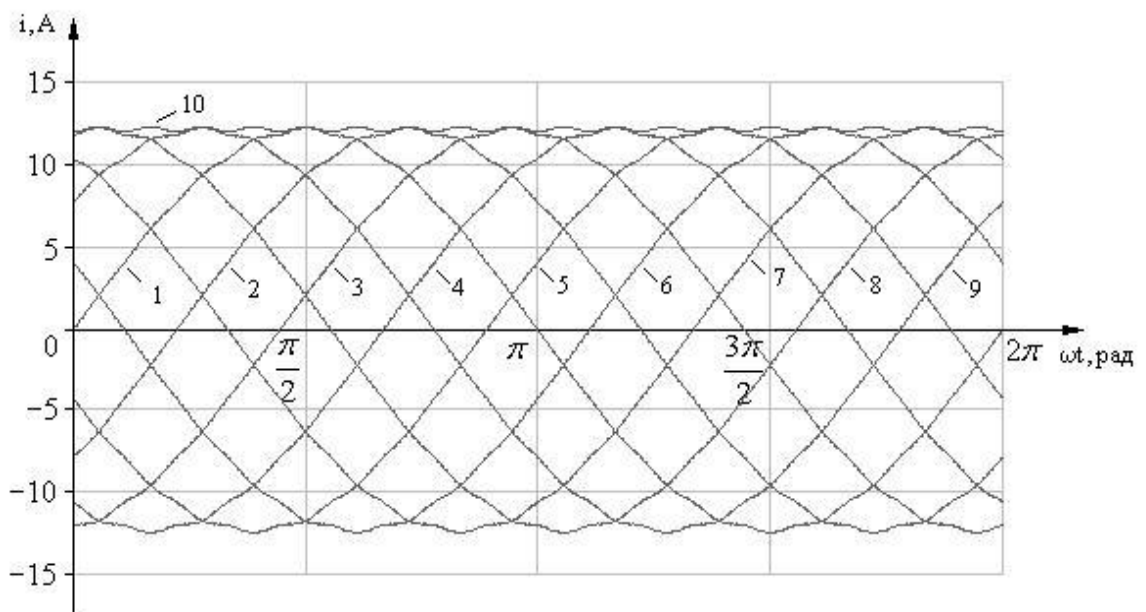


Рис. 2.20 Кривые изменения фазных токов девятифазного СДПМ при постоянном моменте: 1-9 фазные токи, 10- зависимость $I_m(\alpha)$

Из полученных результатов следует, что при использовании амплитудной модуляции токов для исключения пульсаций электромагнитного момента СДПМ токи всех фаз трехфазного, также, как и токи всех фаз девятифазного СДПМ будут иметь одинаковую форму, зависящую от конструкции двигателя, и гармонический состав. При снижении токов относительная амплитудная модуляция тока у девятифазного двигателя гораздо меньше, чем у трехфазного.

Для формирования данных кривых тока на низких частотах вращения двигателя, где наиболее актуальным является поддержание постоянного момента, достаточно пропорционально-интегральных регуляторов. При оптимальной его настройке быстродействия в контуре управления током будет достаточно. На высоких частотах вращения двигателя необходима система управления, в которой будут производиться расчет напряжений, необходимых для создания заданной формы тока.

Также представляется возможным снизить пульсации радиальных сил, действующей на зубцы статорного кольца двигателя. Для этого предлагается менять токи зубцового контура таким образом, чтобы радиальная сила, действующая на каждый зубец была равна заданной. Определить форму токов зубцового контура возможно, решив уравнение 2.30:

$$F_r(i_{k3}) = F_3, \quad (2.30)$$

где F_3 – заданное значение радиальной силы, действующей на зубец; $F_r(i_{k3})$ – зависимость, полученная из уравнения (2.24), при неизменно угле поворота ротора α .

На рис. 2.21 представлены графики зависимостей радиальной силы, действующей на зубец, от тока зубцового контура для углов поворота ротора 0 , $\pi/36$, $\pi/9$ и $\pi/2$ электрических радиан соответственно. Из данных кривых видно, что функция $F_r(i_{k3})$ имеет вертикальную симметрию, следовательно, для любого значения угла поворота ротора α будут иметь место два корня уравнения (2.30). При определении формы токов зубцового контура, необходимых для поддержания заданного значения радиальной силы, используется только минимальное по модулю значение.

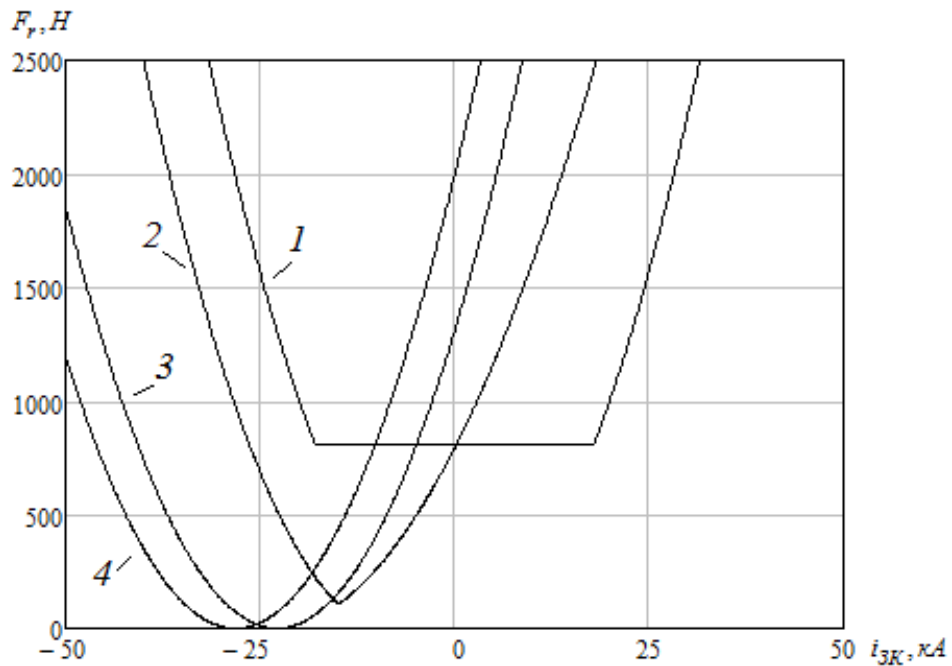


Рис. 2.21 Графики зависимости радиальной силы, действующей на зубец, от тока зубцового контура для различных углов поворота ротора:

$$1 - \alpha=0, 2 - \alpha=\pi/36, 3 - \alpha=\pi/9, 4 - \alpha=\pi/2.$$

На рис. 2.22 представлена форма токов зубцовых контуров девятифазного двигателя, поддерживающая радиальную силу на каждом зубце статорного кольца неизменной.

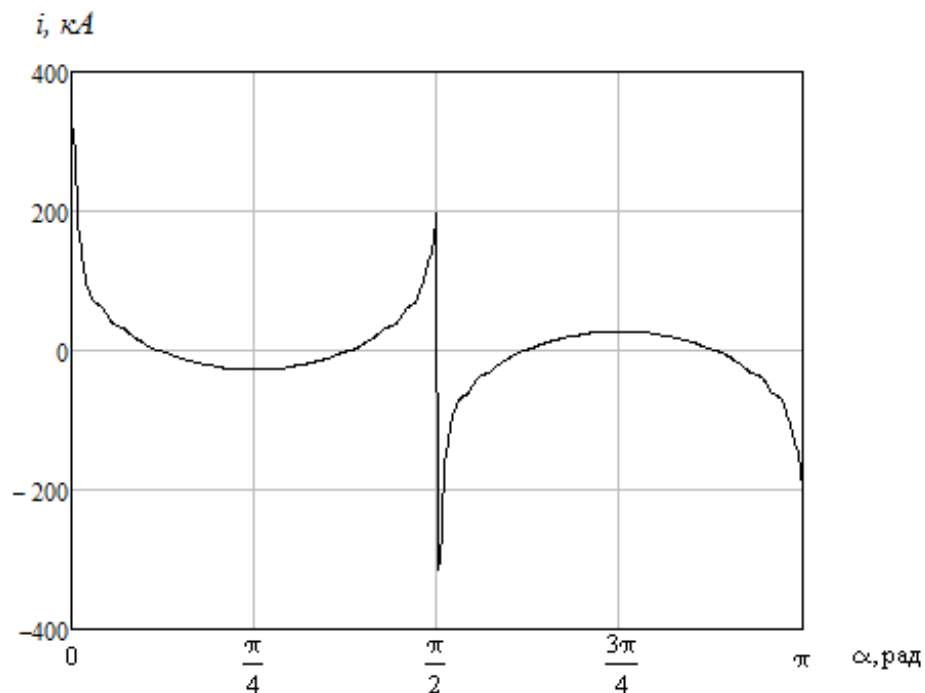


Рис. 2.22. Кривая формы тока зубцового контура одного зубца, необходимая для устранения пульсаций радиальной силы.

Из уравнения (2.23) следует, что зная токи зубцовых контуров, можно найти фазные токи посредством обратной матрицы преобразования C в случае, если число катушек на полюс и фазу $q_k = 1$:

$$[I_\Phi] = [C]^{-1} [I_{3K}] \quad (2.31)$$

На рис. 2.23 приведены кривые фазных токов, обеспечивающих форму токов зубцовых контуров, представленной на рис. 2.22, определенные через уравнение (2.31). Такие большие значения амплитуды фазного тока и резкие скачки вызваны тем, что в момент времени, когда граница между полюсами магнита проходит под определенным зубцом необходимо резко изменить направление магнитного потока, обусловленного действием статорной обмотки. Кроме того, пока часть магнитного потока от постоянных магнитов замыкается через зубец изменение магнитного потока этого зубца, обусловленного действием постоянных магнитов, практически не приводит к изменению радиальной силы до тех пор, пока весь замыкающийся магнитный поток не будет вытеснен из зубца. Это видно из графика (1) на рис. 2.21. На нем сила практически не изменяется в очень больших пределах изменения тока зубцового контура.

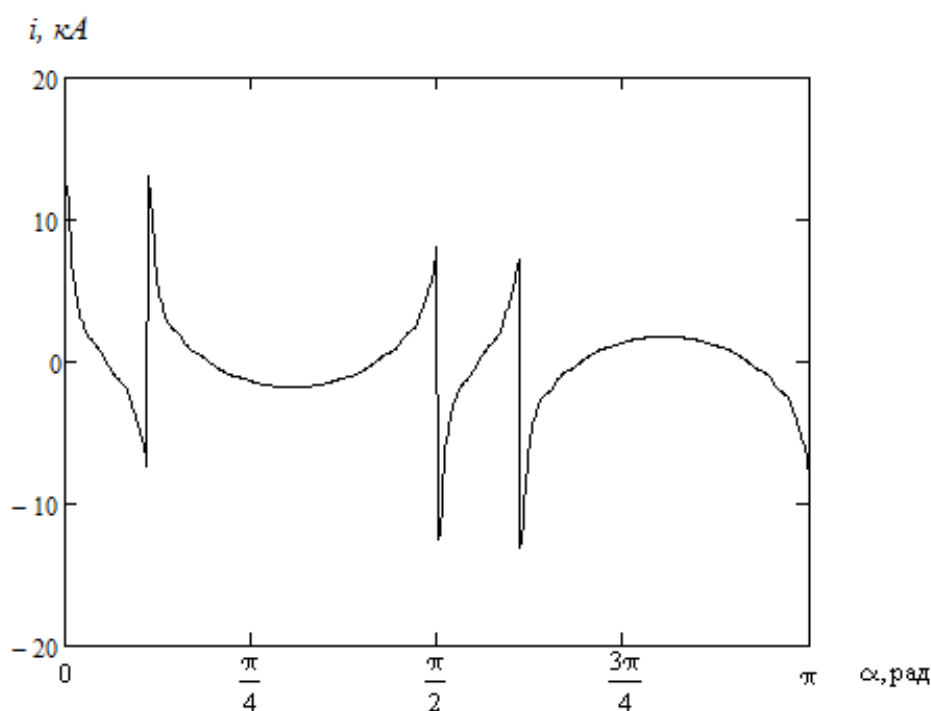


Рис. 2.23. Форма фазного тока, необходимая для устранения пульсаций радиальной силы.

Поскольку в реальности такую форму тока обеспечить невозможно, не получится полностью устранить пульсации радиальной силы. Однако возможно их снизить, уменьшив амплитуду их изменения. Проведенные исследования показали, что изменение тока зубцового контура зубца, через который происходит замыкание магнитного потока от разных полюсов магнита (рис. 2.10), практически не изменяет радиальную силу до тех пор, пока магнитный поток полностью не перестанет замыкаться через данный зубец, что происходит при довольно больших значениях тока. При этом на эти зубцы действует минимальная радиальная сила. Из этого следует вывод, что проще уменьшать силу, действующую на остальные зубцы. На данной логике был разработан алгоритм формирования токов статорной обмотки, снижающий вибрации статорного кольца, посредством уменьшения разницы между максимальной и минимальной радиальной силой, действующими на зубцы статорного кольца, при заданном ограничении по току.

Алгоритм должен формировать кривые фазных токов, выполняя следующие требования: поддержание заданного значения электромагнитного момента, обеспечение снижения максимального значения радиальных сил, действующих на зубцы, и удержание фазных токов в заданных ограничениях по амплитудному и действующему значениям. Данные условия можно записать в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} M_{\mathcal{O}} = M_3, \\ I_m \leq I_{m3AD}, \\ I \leq I_{3AD}, \\ \max(F_r) \rightarrow \min. \end{cases} \quad (2.32)$$

Один из вариантов алгоритма, обеспечивающего достижение поставленных условий, при этом оставаясь в заданных ограничениях, представлен на рис. 2.24.



Рис. 2.24. Алгоритм формирования формы фазных токов, обеспечивающих улучшение вибросиловых характеристик многофазного СДПМ.

Алгоритм работает следующим образом: на основании текущего положения ротора по уравнениям (2.26), (2.29) рассчитываются синусоидальные токи статорной обмотки, магнитное поле которых ортогонально полю статора, необходимые для создания заданного электромагнитного момента. После этого программа входит в цикл уменьшения пульсаций радиальных сил.

В цикле программа находит зубец с максимальной радиальной силой, при данных токах и положении ротора. Далее определяется градиент зависимости радиальной силы от контурных токов $F_r(i_{kz})$, согласно которому изменяется значение тока зубцового контура выбранного зубца. Следующим этапом является вычисление новых фазных токов по уравнению (2.31) и проверка ограничений по максимальному и среднеквадратичному значению. Среднеквадратичное значение

рассчитывается по формуле (2.33). Если в функции присутствуют гармоники только с порядковым номером меньшим числа фаз, то среднеквадратичное значение будет равно действующему значению.

$$I = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m i_k^2} \quad (2.33)$$

Цикл повторяется до тех пор, пока среднеквадратичное и амплитудное значение фазных токов не превысят заданных параметров. После выхода из цикла берутся значения фазных токов из предыдущей итерации.

Поскольку при каждой итерации изменяется радиальная сила только у одного зубца, то при каждой последующей итерации зубец с максимальной радиальной силой может меняться. По этой причине значение, на которое меняется ток зубцового контура нельзя задавать большим, чтобы значение максимальной силы опускалось равномерно. Однако принятие слишком малого значения шага приведет к продолжительному времени расчета. Чтобы этого избежать значение, на которое меняется ток зубцового контура возможно менять пропорциональному градиенту радиальной силы от тока зубцового контура.

Рассчитав токи по данному алгоритму для различных углов поворота ротора α , обеспечивающих полный оборот, получим значения токов в дискретных точках. Разложив получившуюся зависимость в ряд Фурье, получим спектр нечетных гармоник. Оставив гармоники с порядковым номером, меньшим числа фаз, получаем функцию тока, снижающую пульсации сил, действующих на зубцы при заданных ограничениях на максимальное и среднеквадратичное значение фазного тока.

Если необходимо устранить пульсации момента, то следует произвести пропорциональное изменение фазных токов. На основе (2.29) получим выражение для корректировки мгновенных значений токов (2.34). При этом, за счет того, что спектр гармоник фазных токов не изменится, сохранится распределение сил на зубцы.

$$[i] = \frac{M_{\text{ЭЗ}}}{[i]^t \frac{d[\psi_0]}{d\alpha}} \cdot [i]. \quad (2.34)$$

Для примера представлены кривые изменения фазного тока и радиальной силы для девятифазного синхронного двигателя (рис. 2.2). Приняв ограничение по амплитудному по среднеквадратичному значению токов в 130% от номинальных, удалось при помощи системы управления получить форму токов (рис. 2.25, а), обеспечивающую постоянство электромагнитного момента и уменьшающую на 15% амплитуду колебаний зависимости радиальной силы, действующей на зубец, от угла поворота ротора (рис 2.23, б).

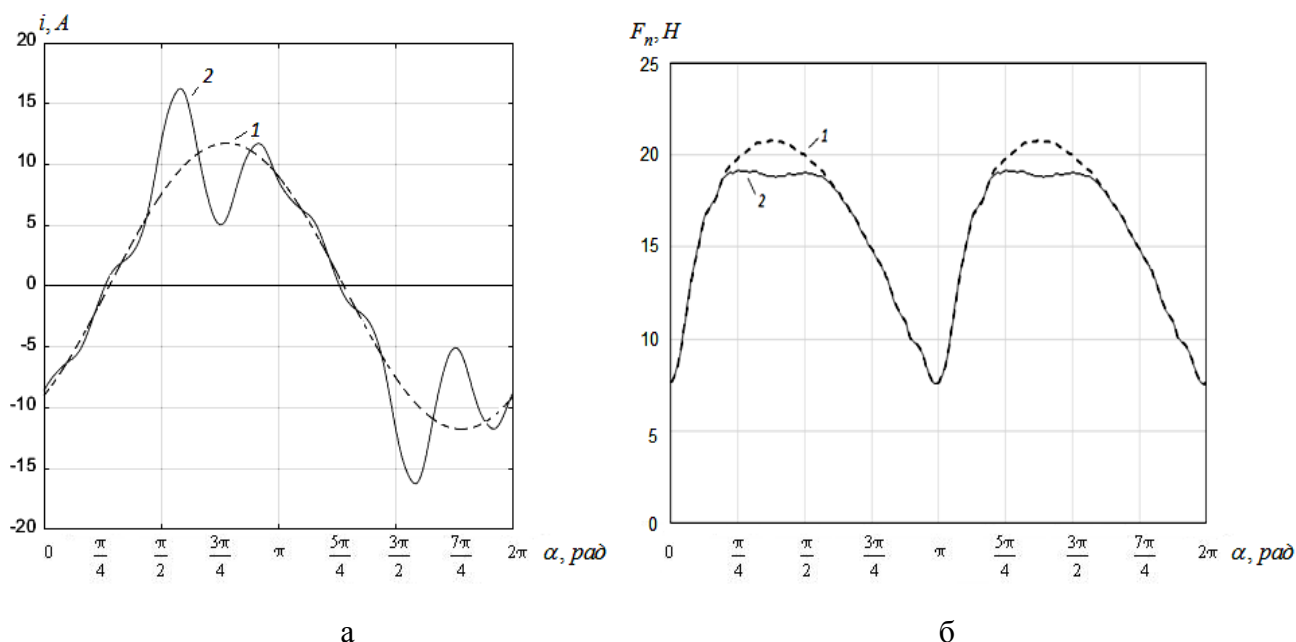


Рис. 2.25. Графики изменения фазного тока (а) и радиальной силы (б), действующий на зубец.

1 – при питании от синусоидального источника напряжения, 2 – при питании от регулятора, формирующего кривые изменения токов.

При питании двигателя такой формой токов полностью пропадают пульсации электромагнитного момента и снижаются пульсации радиальной силы, что обеспечивает улучшение виброшумовых характеристик привода.

2.5 Выводы по главе

1) Предложена математическая модель многофазного СДПМ, позволяющая рассчитывать фазные токи, электромагнитный момент и радиальные силы, дей-

ствующие на зубцы в режиме реального времени. Модель основывается на предварительном расчете полевой модели, тем самым учитывая реальную конструкцию машины, дискретное распределение обмоток по пазам и насыщение магнитной цепи. Расчет производится через линейные напряжения, что позволяет учесть несимметрию фазных напряжений, вызванную несинусоидальным распределением индукции в зазоре, приводящем к возникновению напряжения смещения нейтрали.

2) Разработан алгоритм определения формы фазных токов, снижающих пульсации электромагнитного момента.

3) Разработан алгоритм определения формы фазных токов, уменьшающих пульсации радиальных сил, действующих на зубцы многофазного СДПМ.

4) Показано, что полностью устранить пульсации радиальных сил, только посредством системы управления невозможно, поскольку сила, действующая на зубец, находящийся на границе между полюсами практически не зависит от фазных токов.

3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ, УЛУЧШАЮЩЕЙ ВИБРОСИЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

3.1 Определение формы питающих напряжений улучшающей вибросиловых характеристики

Для улучшения вибросиловых, соответственно виброшумовых, характеристик необходима система управления, позволяющая питать двигатель заданной формой токов, при различных нагрузках. Из уравнения (2.8) следует, что текущие значения фазных токов определяется по следующей формуле:

$$[i] = \int [L]^{-1} \left([u] - \Omega \frac{d[\psi_0]}{d\alpha} - \Omega \frac{d[L]}{d\alpha} [i] - [R][i] \right) dt . \quad (3.1)$$

Из уравнения (3.1) видно, что для создания необходимой формы токов требуются напряжения, которые создадут требуемые значения производных токов. При этом напряжения должны компенсировать возмущающие воздействия, возникающие во время работы машины, вызванные несинусоидальным распределением индукции в воздушном зазоре. На рис. 3.1 представлена кривая питающих напряжений, необходимая для создания формы токов, обеспечивающих уменьшение пульсаций момента (рис. 2.18). На рис. 3.2 представлена кривая напряжений, необходимых для создания формы токов, обеспечивающих уменьшение пульсаций электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы (рис. 2.25а).

Данные кривые рассчитаны для номинального режима работы. Однако их форма будет постоянно меняться в зависимости от приложенной нагрузки и скорости вращения. Поэтому для расчёта формы напряжений, необходимых для создания заданной формы токов в реальном времени, потребуются значительные вычислительные мощности, недоступные бюджетным микропроцессорам. Обойти эту проблему возможно двумя путями, отказавшись от расчета напряжений.

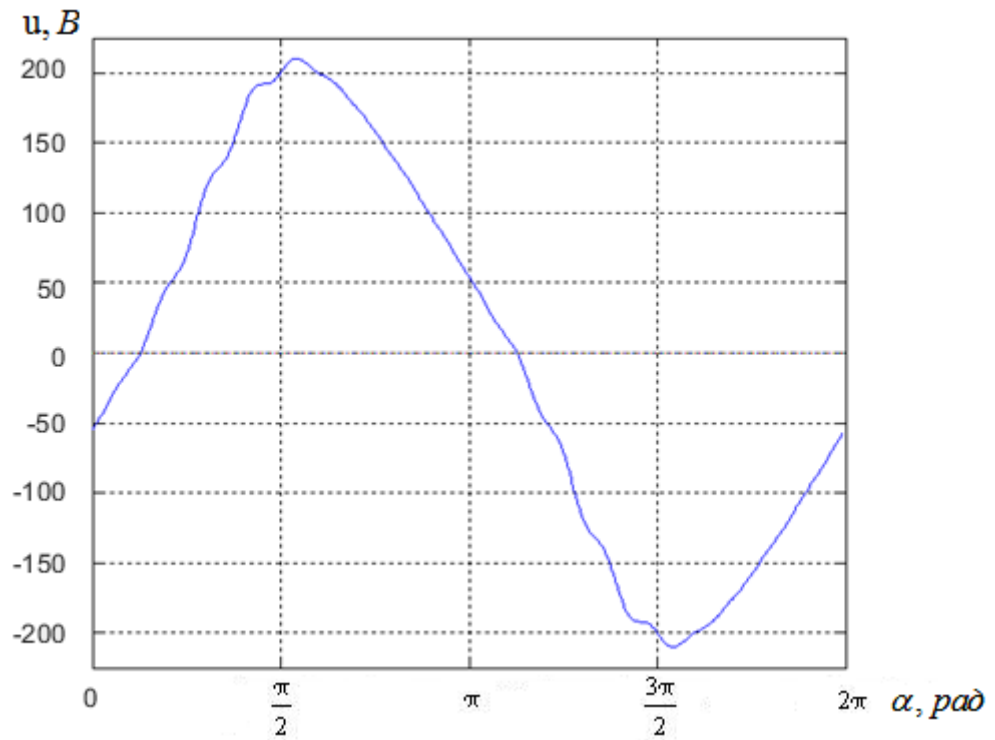


Рис. 3.1 Мгновенные значения фазного напряжения необходимые для уменьшения пульсаций электромагнитного момента.

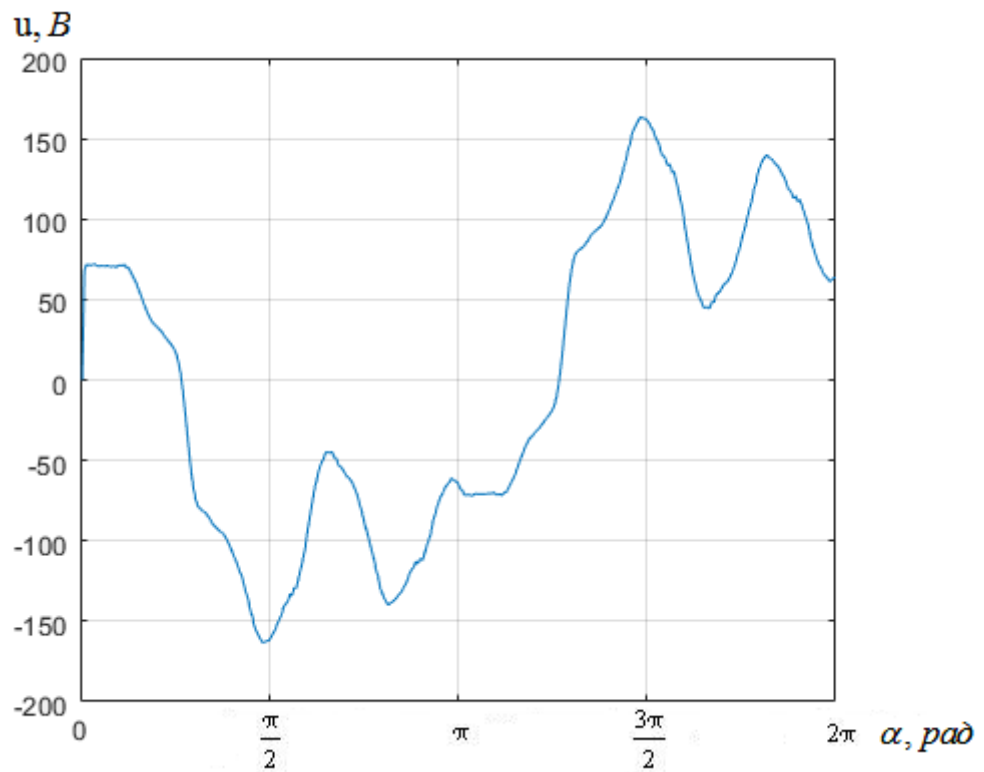


Рис. 3.2 Мгновенные значения фазного напряжения необходимые для уменьшения пульсаций электромагнитного момента и радиальных сил.

Первый подход заключается в использовании системы подчиненного регулирования с тем отличием, что задание на регуляторы тока определяется согласно формулам (2.25 - 2.29). Такой способ подходит для приводов с низкой частотой вращения, где быстродействия регуляторов хватит для отработки задания. Недостатком данного подхода является запаздывание в формировании токов, увеличивающееся с ростом частоты вращения, что ведет к неполному повторению заданной формы токов.

Второй подход заключается в питании двигателя от источников тока. Данный способ будет обеспечивать достаточно качественное повторение мгновенными значениями токов заданных значений. Недостатком данного подхода является возникновение в системе управления высокого коэффициента усиления, из-за которого контур тока становится очень жестким. Это может привести к неустойчивости работы всей системы [72]. Однако этого можно избежать, если ограничить максимальное напряжение на источнике тока и, как следствие, его максимальную мощность. В этом случае коэффициент усиления в контуре тока будет автоматически уменьшаться, когда напряжения будут подходить к ограничению, что обеспечит устойчивость системы. В этом случае возникнет погрешность в отработке задания, но она будет значительно меньше чем в первом подходе. Для обеспечения работы такой системы потребуется использование современных микропроцессоров, способных управлять ключами с высокой частотой.

3.2 Разработка имитационной модели электропривода на базе СДПМ

Для проверки описанных выше подходов необходимо провести численное моделирование динамических процессов, протекающих в электроприводе с системами управления, работающими по различным алгоритмам в различных режимах работы. Для реализации данных условий разработанная уточненная математическая модель многофазного СДПМ с поверхностным расположением магнитов на роторе, описанная в главе 2, была реализована в программе MATLAB (Simulink) [5]. Общий вид Simulink-схемы представлен на рис. 3.3.

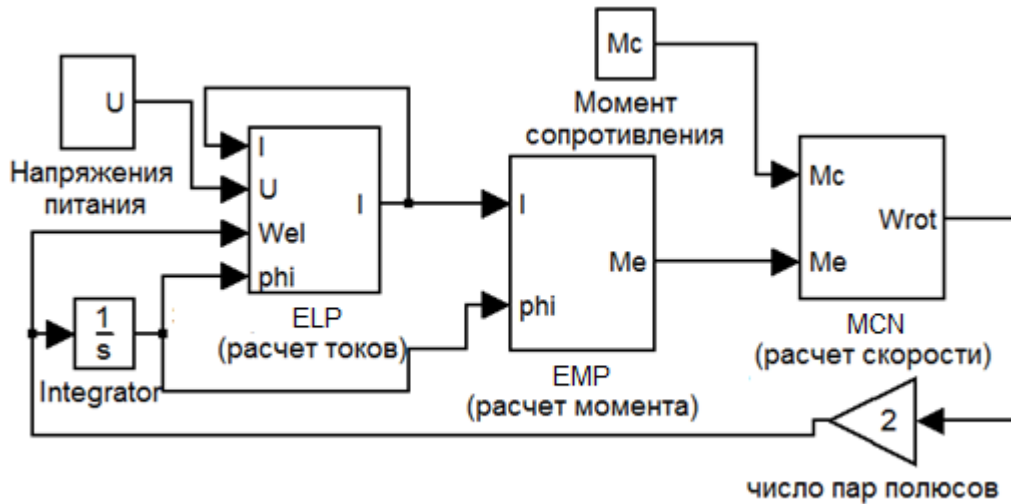


Рис. 3.3 Simulink-схема математической модели СДПМ.

Данная модель состоит из нескольких блоков, реализованных посредством программного кода, а также стандартных элементах библиотеки Simulink. ELP - блок электрической части машины служит для вычислений мгновенных значений токов многофазной обмотки. В его основу положена формулы (2.9, 2.10). Реализован данный блок посредством программного кода, текст которого представлен в приложениях 1 и 2. EMP - блок электромагнитной части используется для расчета текущего значения электромагнитного момента по формуле (2.15). Он также реализован посредством программного кода, текст которого представлен в приложениях 2 и 3. MCN - блок механической части моделирует механическую часть электропривода по уравнениям (3.2 – 3.3), реализованным на элементах стандартной Simulink библиотеки. Внутренняя структура данного блока представлена на рис 3.4

$$\omega = \int \frac{(M_{\text{Э}} - M_{\text{С}})}{J}, \quad (3.2)$$

где J – момент инерции ротора; $M_{\text{С}}$ - момент сопротивления, определяемый по следующим условиям:

$$\begin{aligned} M_{\text{С}} &= M_{\text{Э}} \text{ if } \omega = 0 \text{ and } |M_{\text{Э}}| < M_{\text{Стр}}, \\ M_{\text{С}} &= M_{\text{Стр}} \text{ if } \omega > 0 \text{ or } M_{\text{Э}} > M_{\text{Стр}}, \\ M_{\text{С}} &= -M_{\text{Стр}} \text{ if } \omega < 0 \text{ or } M_{\text{Э}} < -M_{\text{Стр}}; \end{aligned} \quad (3.3)$$

где $M_{\text{Стр}}$ - заданный момент трогания.

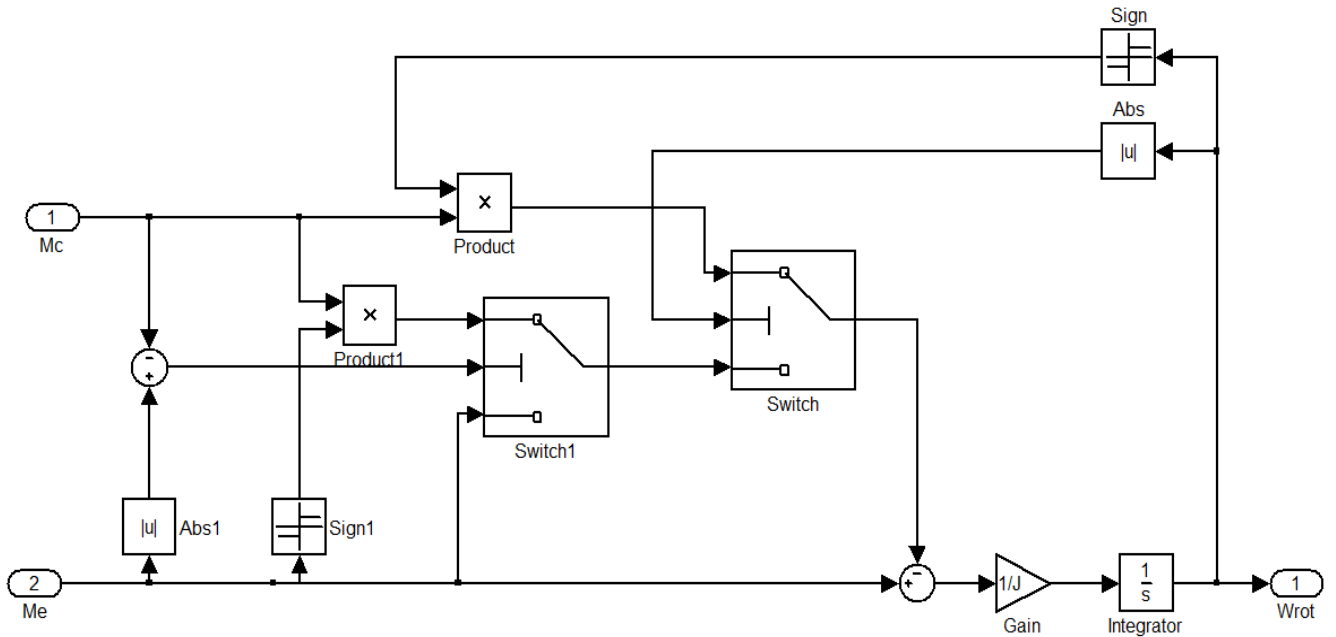


Рис. 3.4 Simulink-схема блока механической части

Одним из преимуществ данной модели является то, что на ее вход подаются мгновенные значения электрических потенциалов на выходе источника. Она не требует производить вычисления напряжения смещения нейтрали, необходимого для определения мгновенных значений фазных напряжений двигателя. Причиной возникновения напряжения смещения нейтрали могут служить: несинусоидальная форма или несимметрия питающих напряжений, несинусоидальное или несимметричное распределение противо-ЭДС, изменение значений само- и взаимоиндуктивностей, зависящих от угла поворота ротора в случае наличия на роторе ферромагнитных вставок.

Данная модель может работать напрямую с фазными напряжениями на выходе источника без системы управления и обратных связей. На рис. 3.5 представлены результаты расчета пуска двигателя посредством плавного увеличения частоты питающих напряжений с 10% до 100% номинальной частоты вращения при неизменном действующем значении питающих напряжений. При этом закон изменения частоты задавался в самом источнике, у которого не было никакой обратной связи от двигателя. В качестве нагрузки использовалась вентиляторная характеристика с моментом сопротивления, пропорциональным квадрату скорости. На вход данной модели могут подаваться фазные напряжения источника или ли-

нейные напряжения любой формы, без необходимости производит расчет напряжения смещения нейтрали. Это дает возможность использовать ее для моделирования в случаях, когда нет доступа к нейтральной точке, а также позволяет исследовать работу двигателя в различных, в том числе и аварийных, режимах работы.

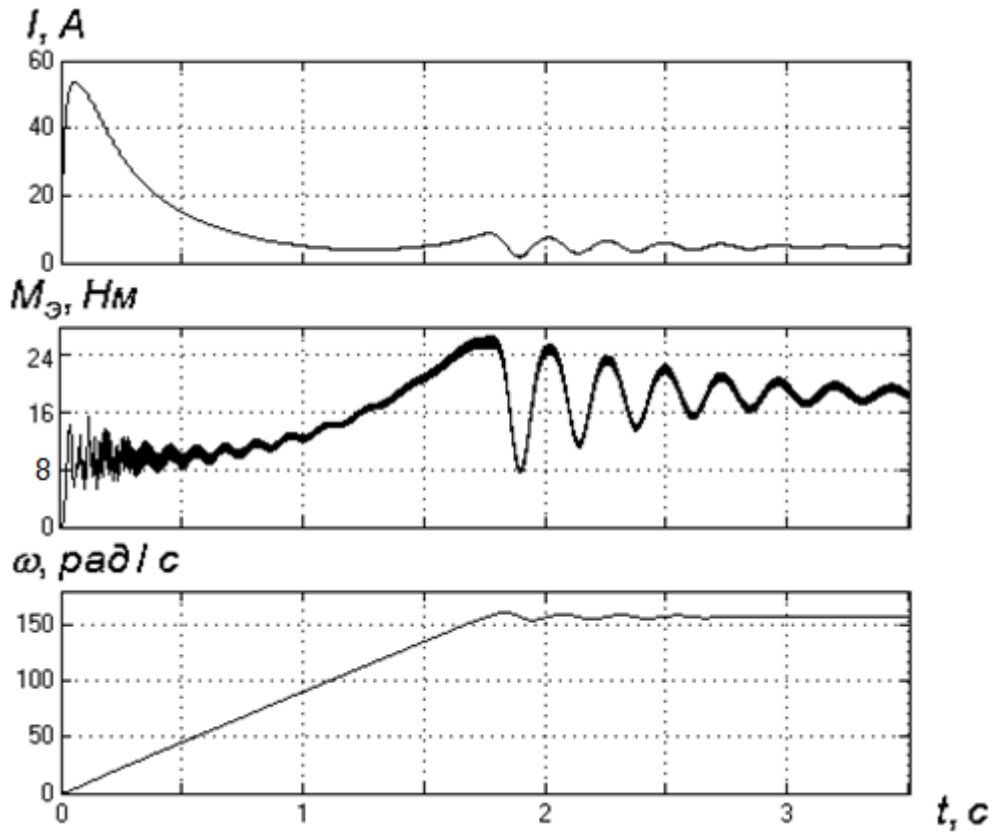


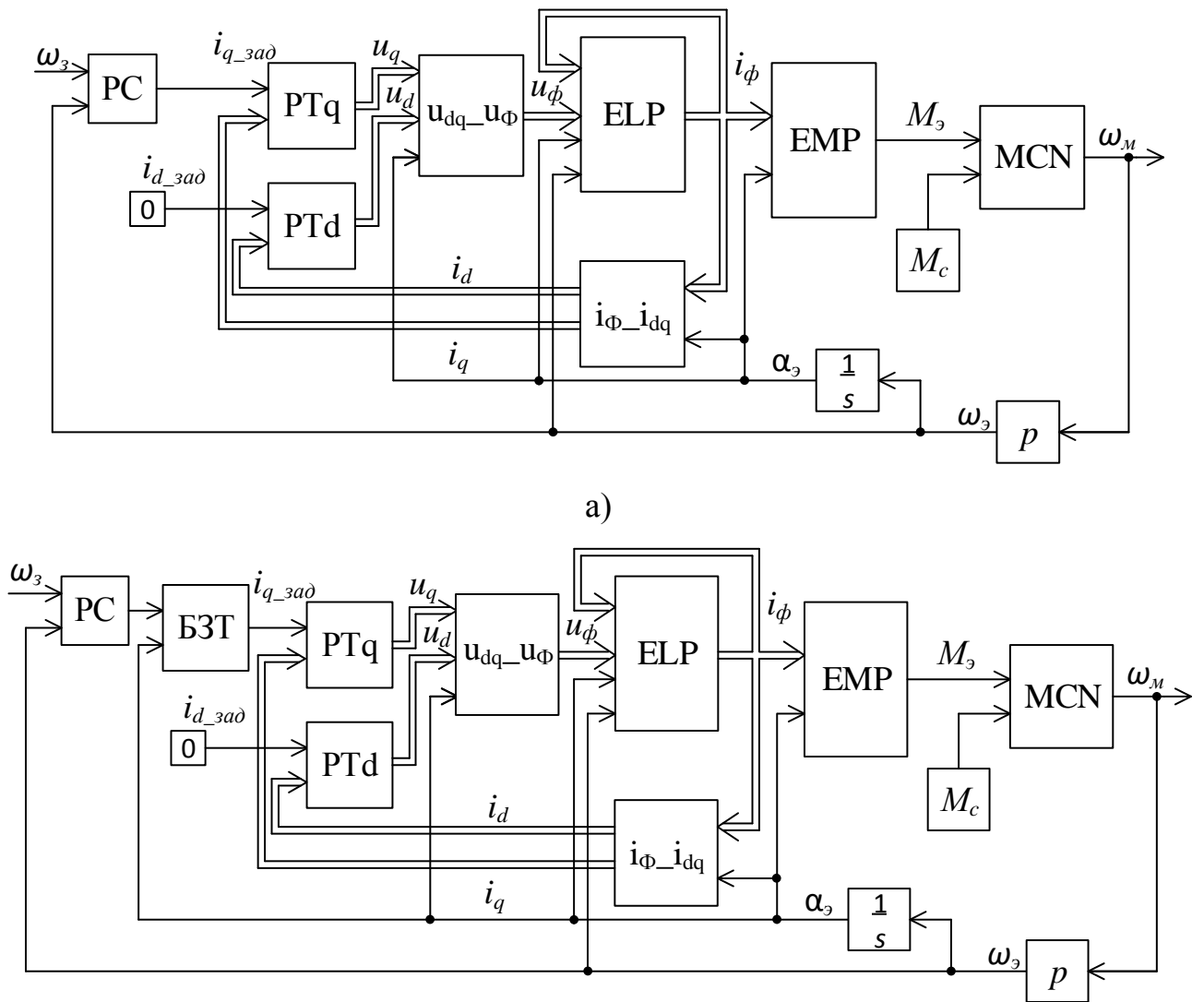
Рис. 3.5. Частотный пуск СДПМ посредством плавного увеличения частоты синусоидального источника напряжения

Также, разработанную модель возможно использовать для определения неисправностей СДПМ во время работы. В [98] описан подход, который основывается на методе анализа значений сигнальных функций. В случае неисправности СДПМ возникает разность в показании датчиков и данных, полученных по уравнениям, описывающим систему. По полученной разнице из таблицы идентификации поломок определяется причина неисправности.

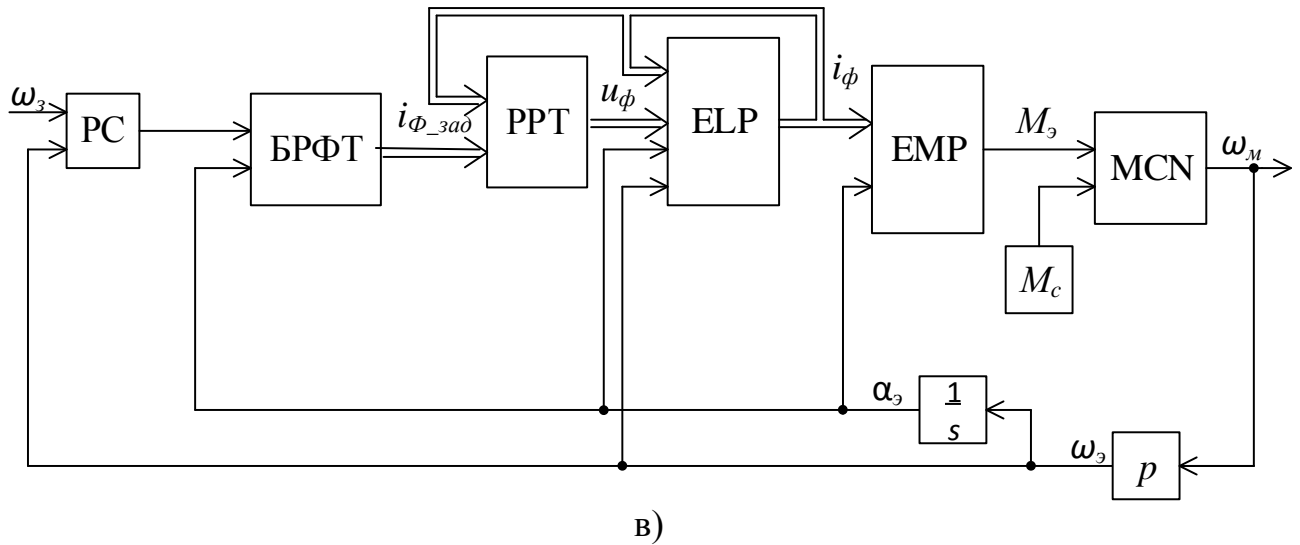
3.3. Разработка алгоритмов управления многофазным СДПМ, улучшающих вибросиловые характеристики.

Описанные в главе 3.1 подходы к формированию заданных токов, улучшающих вибросиловые характеристики, реализованы в системах управления много-

фазного электропривода, структурные схемы которых представлены на рис. 3.6. Первая схема (рис. 3.6 (а)) – подчиненного регулирования многофазного СДПМ без улучшения виброшумовых характеристик. Вторая схема (рис. 3.6 (б)) основана на первой, с тем отличием, что в ней добавлен блок задания тока (БЗТ), отвечающий за расчет задания на ток согласно формулам (2.25 - 2.29). Данное дополнение позволит снизить пульсации электромагнитного момента. В третьей схеме (рис. 3.6 (в)) реализован подход, заключающийся в питании двигателя от релейного регулятора тока, на вход которого подаются сигналы с блока задания фазных токов (БЗФТ). В данном случае двигатель питается непосредственно токами, полученными по алгоритму, представленному на рисунке 2.24, что позволяет снизить пульсации электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы.



б)



в)

Рис. 3.6. Структуры моделей приводов с СДПМ с системой управления: а) подчиненного регулирования; б) подчиненного регулирования с блоком расчета задания на ток; в) с релейным регулятором тока

На данных схемах блоки РС – регулятор скорости. РТ_d, РТ_q – регуляторы токов по осям d и q соответственно. Блоки $i_{\phi_i_{dq}}$ преобразуют реальные переменные машины к ортогональной системе координат d,q, то есть к переменным эквивалентной двухфазной машины. Блоки $u_{dq_u_{\phi}}$ выполняют обратный переход. Данные переводы могут использоваться как для трехфазной, так и для многофазной систем. В случае трехфазной машины переход будет однозначным. В случае многофазной машины перевод будет однозначным только в случае, если распределение переменных по фазам определяется синусоидальным законом. В противном случае приходится рассматривать спектральные векторы, приведенные к пространственным гармоникам [26]. Перевод осуществляется в два этапа: из реальных переменных (x_{ϕ}) в координаты неподвижной системы координат (x_{α}, x_{β}) и далее в систему координат, привязанную к ротору (x_d, x_q) [16, 73]. Из d,q координат в фазные перевод осуществляется в обратной последовательности. В случае несинусоидального распределения переменных по фазам многофазной машины перевод из фазных в неподвижную систему координат осуществляется по формулам:

$$\begin{aligned}x_{\alpha\nu} &= K_p \sum_{k=1}^m x_{\phi k} \cos\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right); \\x_{\beta\nu} &= K_p \sum_{k=1}^m x_{\phi k} \sin\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right),\end{aligned}\tag{3.4}$$

где ν – номера нечетных гармоник с порядковым номером, меньшим числа фаз; K_p – согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого осуществляется из условия инвариантности мощности.

Обратный перевод осуществляется по следующим формулам:

$$x_{\phi k} = \frac{1}{K_p} \sum_{\nu=1}^{m-2} \left(x_{\alpha\nu} \cdot \cos\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) + x_{\beta\nu} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) \right)\tag{3.5}$$

Для определения согласующего коэффициента K_p выразим с помощью (3.5) составляющие мгновенной мощности:

$$\begin{aligned}p &= \sum_{k=1}^m u_{\phi k} i_{\phi k} = \frac{1}{K_p^2} \sum_{k=1}^m \sum_{\nu=1}^{m-2} \left[\left(u_{\alpha\nu} \cdot \cos\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) + u_{\beta\nu} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) \right) \times \right. \\&\quad \left. \times \left(i_{\alpha\nu} \cdot \cos\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) + i_{\beta\nu} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) \right) \right] = \\&= \frac{1}{K_p^2} \sum_{k=1}^m \sum_{\nu=1}^{m-2} \left(u_{\alpha\nu} \cdot i_{\alpha\nu} \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) + u_{\beta\nu} \cdot i_{\beta\nu} \cdot \sin^2\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) \right).\end{aligned}\tag{3.6}$$

Для любого числа фаз, больше одной выполняется условие:

$$\sum_{k=1}^m \cos^2\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) = \sum_{k=1}^m \sin^2\left(\frac{2\pi\nu(k-1)}{m}\right) = \sum_{k=1}^m \sin^2\left(\frac{2\pi k}{m}\right)\tag{3.7}$$

С учетом (3.7) выражение мгновенной мощности (3.6) примет вид:

$$p = \frac{1}{K_p^2} \sum_{k=1}^m \sin^2\left(\frac{2\pi k}{m}\right) \cdot \sum_{\nu=1}^{m-2} (u_{\alpha\nu} \cdot i_{\alpha\nu} + u_{\beta\nu} \cdot i_{\beta\nu}).\tag{3.8}$$

Из данного выражения следует, что согласующий коэффициент пропорциональности найдется следующим образом:

$$K_p = \sqrt{\sum_{k=1}^m \sin^2\left(\frac{2\pi k}{m}\right)} \quad (3.9)$$

На рис. 3.7 приставлена подструктура преобразования из реальных переменных (x_ϕ) в переменные неподвижной системы координат (x_α, x_β) для многофазного двигателя при несинусоидальных фазных переменных.

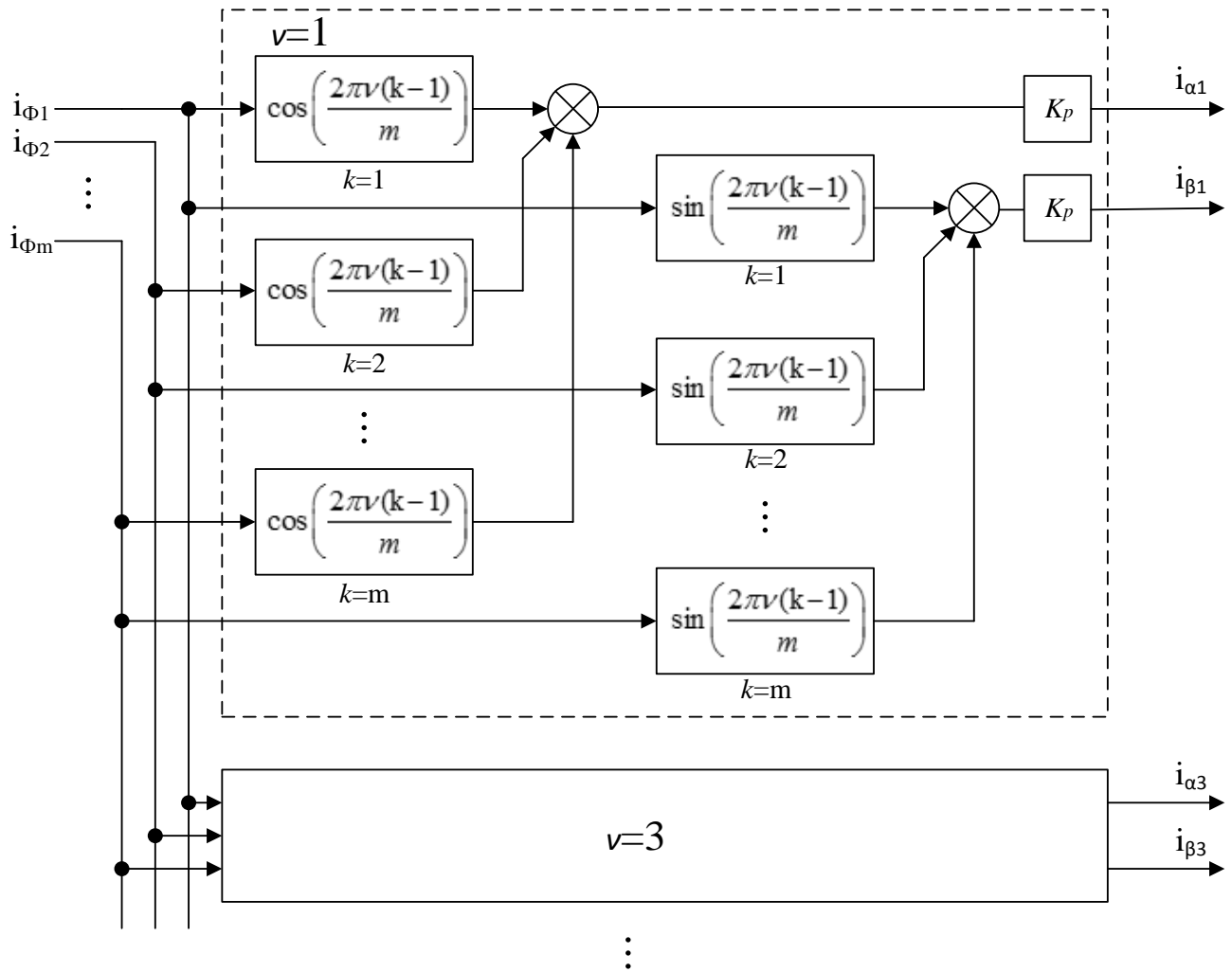


Рис. 3.7. Подструктура блока преобразования реальных токов в токи по осям $\alpha\beta$ m -фазного двигателя.

На рисунке 3.8 приставлена подструктура обратного преобразования из координат неподвижной системы (x_α, x_β) в реальные переменные (x_ϕ) для m -фазного двигателя при несинусоидальных фазных переменных.

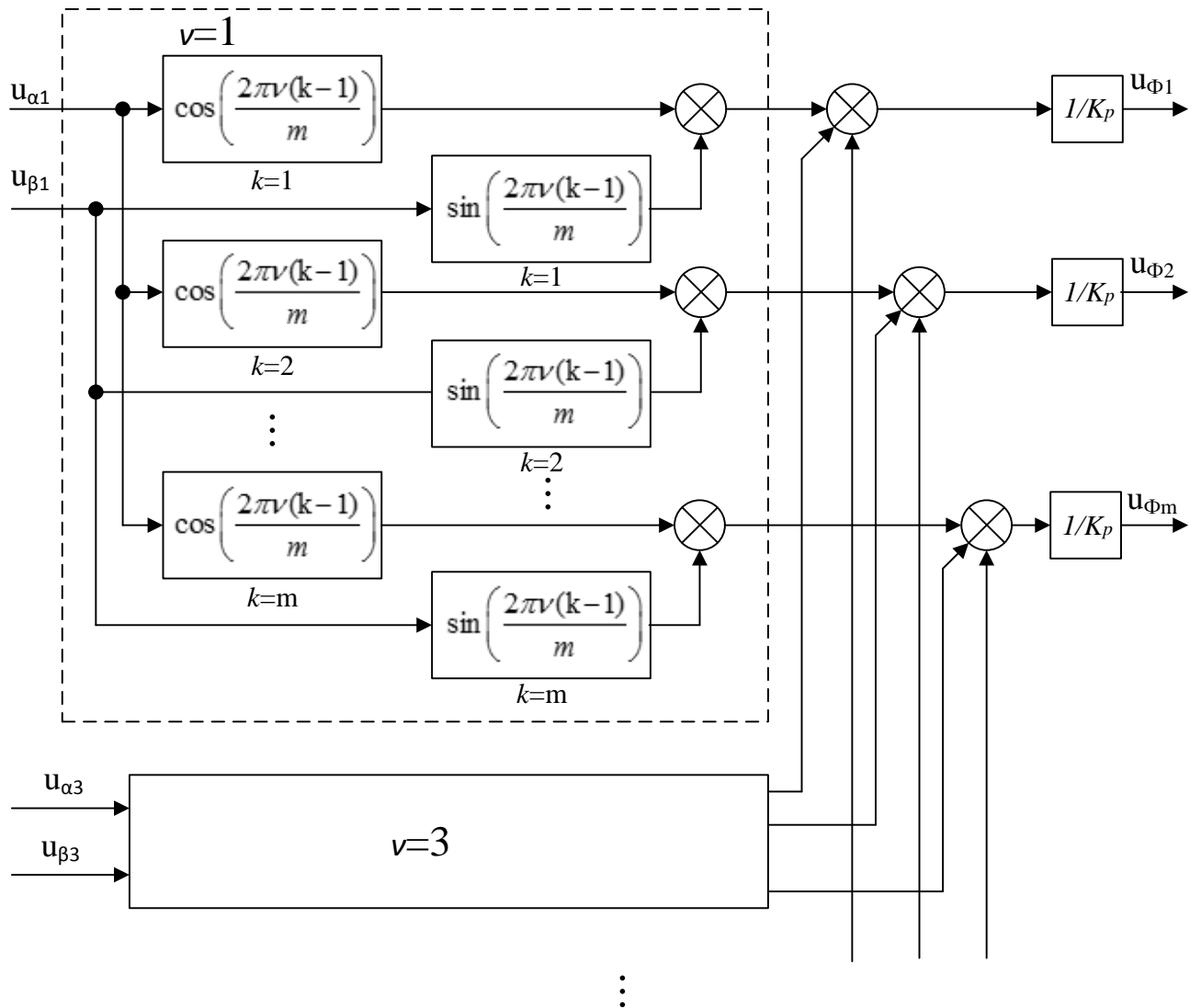


Рис. 3.8. Подструктура блока преобразования напряжений из $\alpha\beta$ координат в реальные напряжения m -фазного двигателя.

На втором этапе осуществляется перевод из неподвижной относительно статора системы координат α, β , к неподвижной относительно ротора d, q для каждой пространственной гармоники. В общем виде формулы прямого и обратного преобразования имеют вид [26]:

$$\begin{aligned}
 x_{dv} &= x_{\alpha v} \cos v\varphi + x_{\beta v} \sin v\varphi, \\
 x_{qv} &= -x_{\alpha v} \sin v\varphi + x_{\beta v} \cos v\varphi, \\
 x_{\alpha v} &= x_{dv} \cos v\varphi - x_{qv} \sin v\varphi, \\
 x_{\beta v} &= x_{dv} \sin v\varphi + x_{qv} \cos v\varphi;
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

где φ - угол поворота ротора относительно статора.

Структурные схемы данных преобразований представлены на рис. 3.9

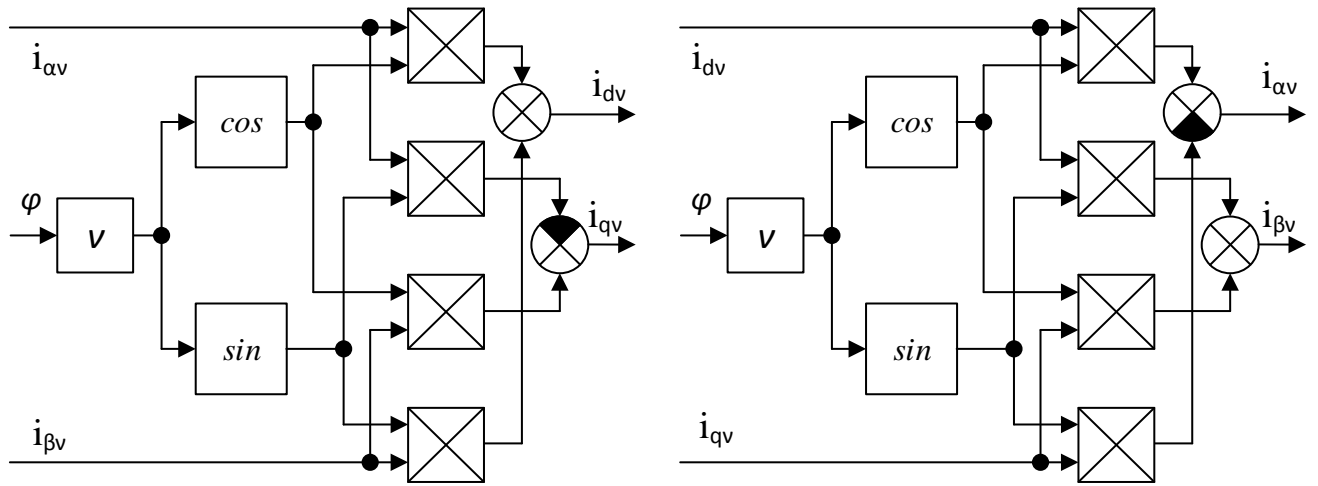


Рис. 3.9 Подструктура блока перевода токов с осей $\alpha\beta$ в оси dq и обратно m -фазного двигателя.

Блок РРТ – релейный регулятор тока. Он формирует напряжения, обеспечивающие питание двигателя токами заданной формы. Его работа описывается алгоритмом, представленным уравнениями (3.11)

$$\begin{cases} u_k = \varphi_k - \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \varphi_k, \\ \varphi_k = U_d \text{ if } (i_k < i_{k_3AD}) \text{ and } \left(i_{k_3AD} > -\frac{1}{3} I_M \right), \\ \varphi_k = -U_d \text{ if } (i_k > i_{k_3AD}) \text{ and } \left(i_{k_3AD} < \frac{1}{3} I_M \right), \\ \text{else } \varphi_k = 0. \end{cases} \quad (3.11)$$

где u_k – мгновенное значение напряжения в фазе под номером $k \in (1..m)$; U_d – значение постоянного напряжения на входе инвертора; i_k – мгновенное значение тока в фазе под номером $k \in (1..m)$; i_{k_3AD} – мгновенное значение задания на ток в фазе под номером $k \in (1..m)$; i_M – текущее амплитудное значение тока; φ_k – мгновенное значение потенциала на выходе с инвертора в фазе $k \in (1..m)$.

Результаты расчета численного эксперимента, демонстрирующего работу данного регулятора тока на одну фазу представлен на рис. 3.10. Из него видно, что при высокой частоте работы преобразователя задание будет обрабатываться с необходимой точностью.

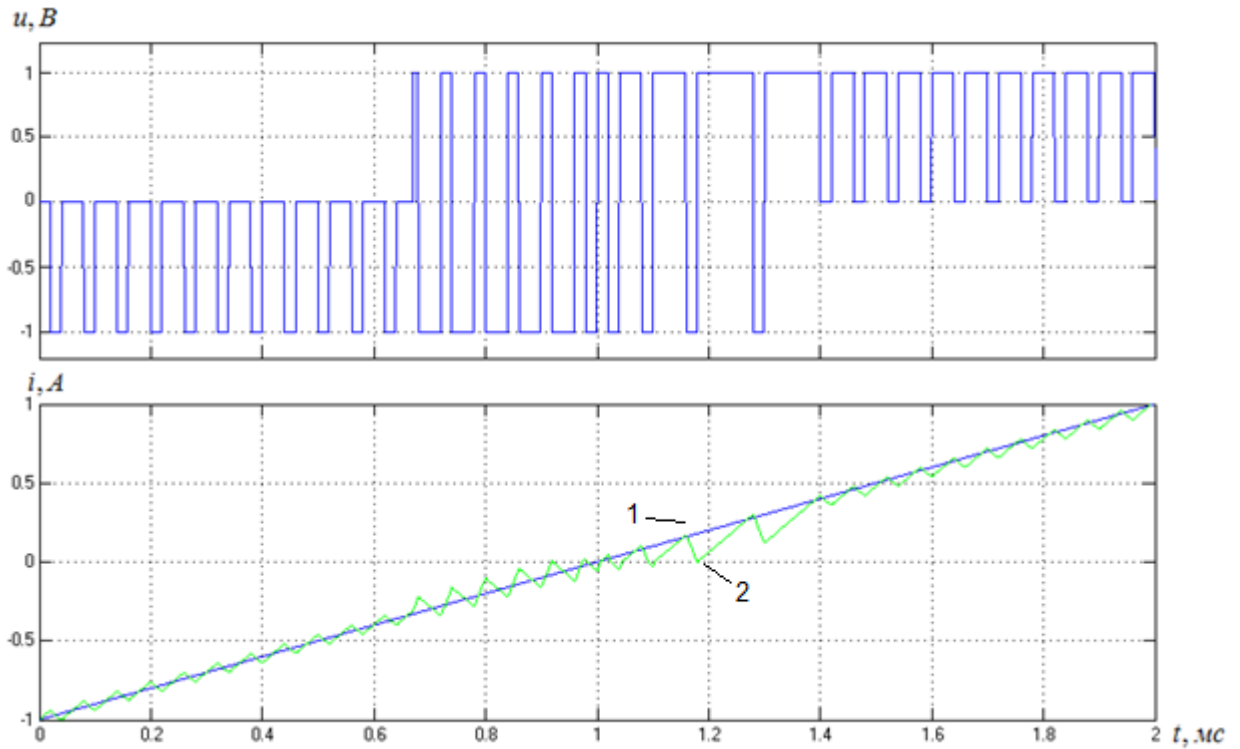


Рис. 3.10 Пример работы источника тока с ограниченным напряжением.

1 – Задание на мгновенное значение тока, 2- мгновенное значение тока

Блок БЗТ (рис. 3.6 (б)) производит расчет текущего значения тока по оси q , которое обеспечит электромагнитный момент равный заданному исходя из уравнений (2.25 – 2.29). Реализован данный блок посредством программного кода (прил.4, 5).

Блок БЗФТ (рис. 3.6 (в)) – блок расчёта мгновенных значений фазных токов, форма которых обеспечит снижение пульсаций электромагнитного момента и электромагнитных сил, действующих на зубцы, тем самым уменьшив деформации статорного кольца. В нем реализован алгоритм, описанный в предыдущей главе (рис. 2.24) при помощи программного кода. (прил. 6, 7, 8).

Синтез системы управление выполним на основе динамической модели СДПМ в системе координат d, q , ориентированной по магнитной оси ротора для основного энергетического канала [26]:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_s}(U_d - R_s I_d + \omega L_s I_q); \quad (3.12)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(U_q - R_s I_q - \omega L_s I_d - \omega \Psi_f); \quad (3.13)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_C); \quad (3.14)$$

$$\omega = Z_P \omega_r; \quad (3.15)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_P \Psi_f I_q, \quad (3.16)$$

где I_d, I_q, U_d, U_q – токи и напряжения статора по осям d и q ; M, M_C – электромагнитный и нагрузочный моменты; ω – частота вращения ротора, электрическая; J – момент инерции ротора; Ψ_d, Ψ_q, Ψ_f – потокосцепления по осям d, q и создаваемое постоянным магнитом; L_s – индуктивность обмотки статора, одинаковая по продольной и поперечной осям ротора.

Структурная схема данной модели приведена на рис. 3.11

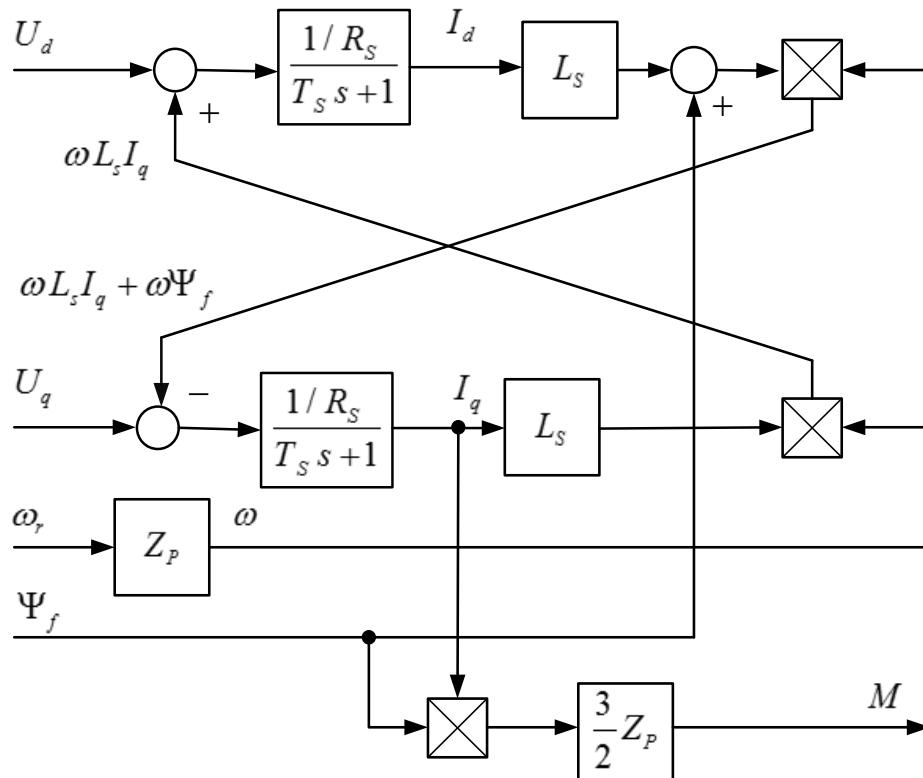


Рис. 3.11 Структурная схема динамической модели СДПМ в системе координат d, q на основе уравнений Парка-Горева.

Настройку регуляторов тока выполняется на модульный оптимум с малой некомпенсируемой постоянной времени $T_{KT} \geq T_{ДР}$, где $T_{ДР}$ – период дискретности управления преобразователем частоты, равный периоду модуляции T_0 . В результате передаточная функция регулятора тока будет иметь вид:

$$H_{PT}(s) = \frac{R_S(T_S s + 1)}{2K_{PP}K_{DT}T_{KT}s} = \frac{L_S}{2K_{PP}K_{DT}T_{KT}} + \frac{R_S}{2K_{PP}K_{DT}T_{KT}} \frac{1}{s}, \quad (3.17)$$

где K_{PP} - коэффициент передачи преобразователя частоты; K_{DT} - коэффициент передачи датчика тока.

Таким образом, коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих ПИ регулятора тока по оси d определяются выражениями:

$$K_{Id} = \frac{L_S}{2K_{PP}K_{DT}T_{KT}}; \quad (3.18)$$

$$\frac{1}{T_{Id}} = \frac{R_S}{2K_{PP}K_{DT}T_{KT}}. \quad (3.19)$$

Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$H_{KT}(s) = \frac{1/k_{DT}}{2T_{KT}^2 s^2 + 2T_{KT}s + 1} \quad (3.20)$$

Настройку контура скорости выполним на симметричный оптимум. Это позволит устранить статическую ошибку в контуре скорости. В результате получается ПИ регулятор скорости с передаточной функцией

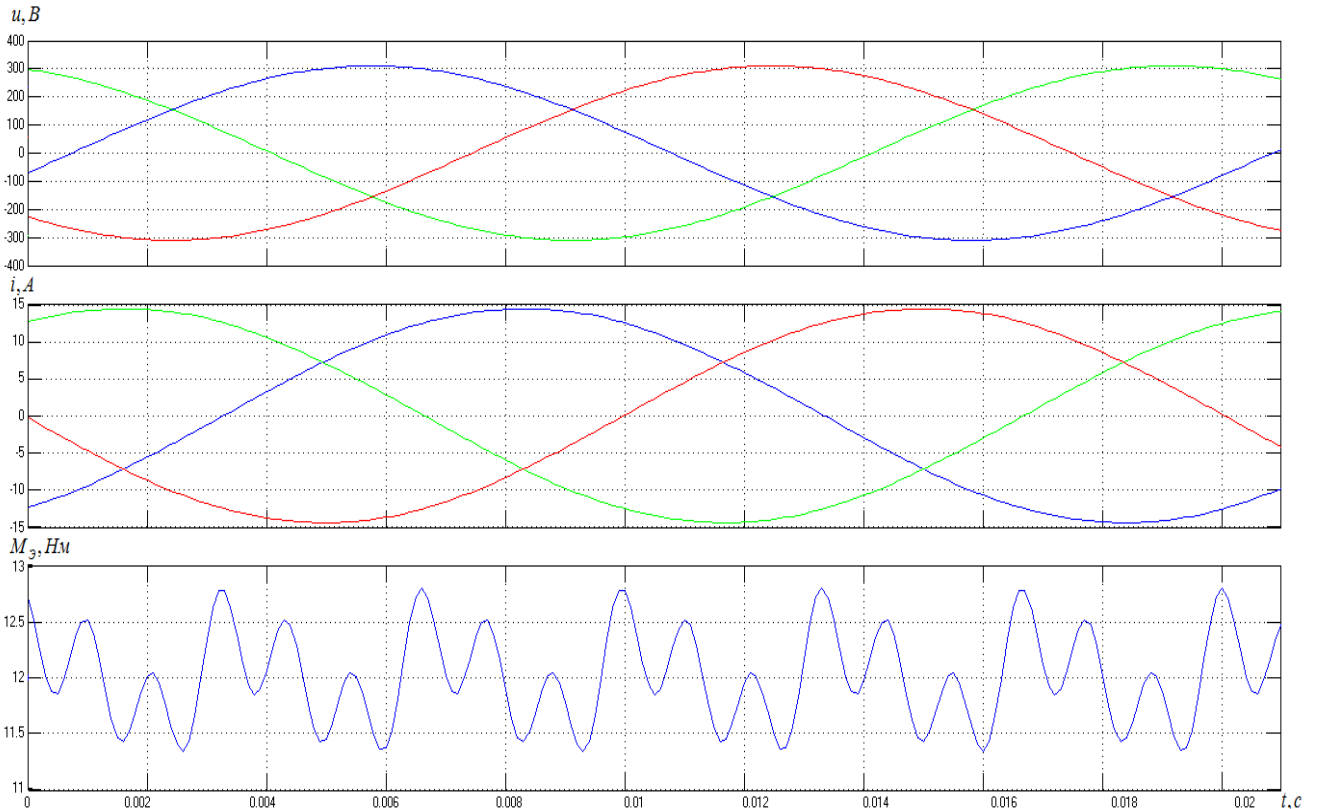
$$H_{PC}(s) = K_C + \frac{1}{T_C s}, \quad (3.21)$$

где $K_C = \frac{K_{DT} J}{3T_{KC} \cdot \Psi_f \cdot Z_P \cdot K_{ДС}}$, $T_C = \frac{12T_{KC}^2 \cdot \Psi_f \cdot Z_P \cdot K_{ДС}}{K_{DT} J}$ - коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора скорости; $T_{KC} = 2T_{KT}$ - малая некомпенсированная постоянная времени контура скорости; $K_{ДС}$ - коэффициент передачи датчика скорости; $J = J_{ДВ} + J_{ПМ}$ - сумма момента инерции двигателя и приведенного момента инерции механизма.

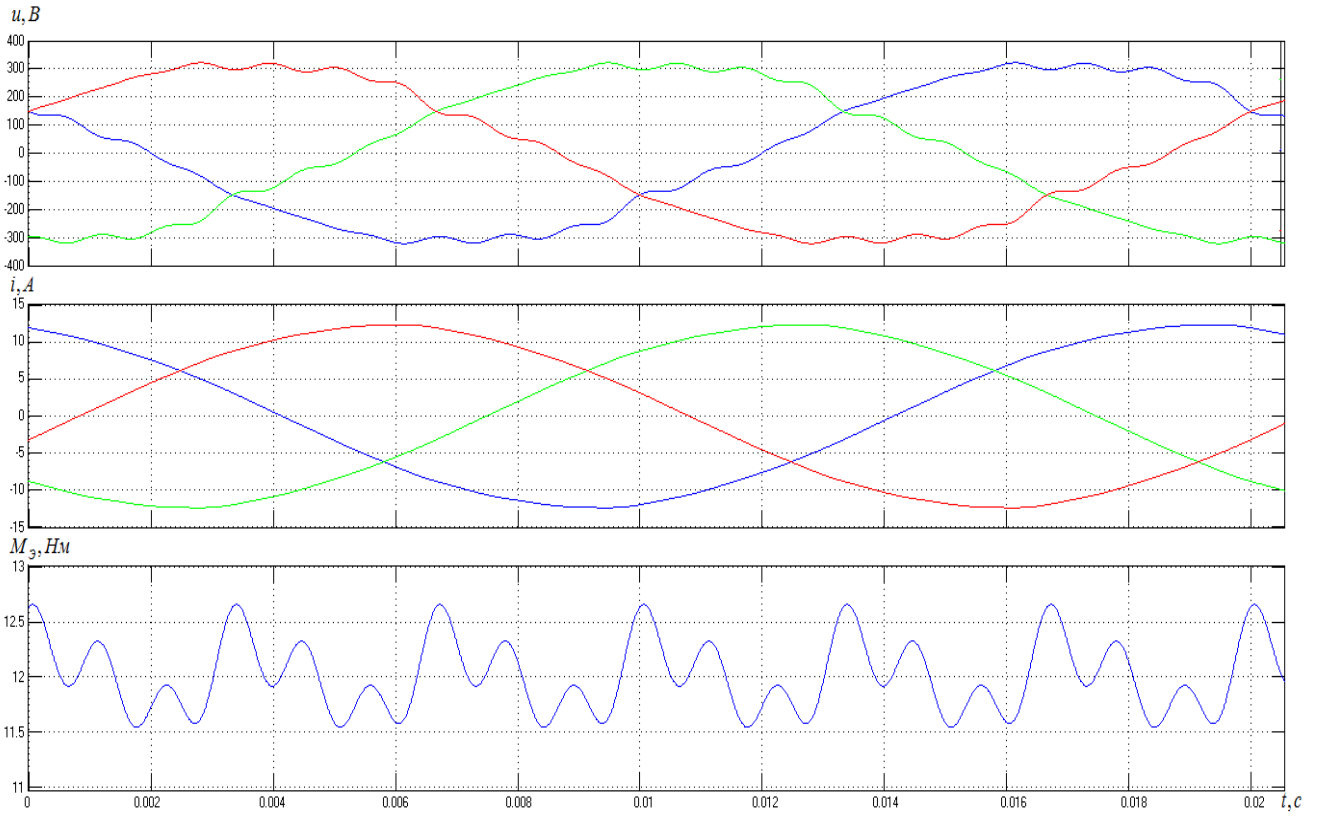
В этом случае передаточная функция замкнутого контура скорости примет вид:

$$H_{KC}(s) = \frac{(4T_{KC}s + 1)/k_{ДС}}{8T_{KC}^3s^3 + 8T_{KC}^2s^2 + 4T_{KC}s + 1}. \quad (3.22)$$

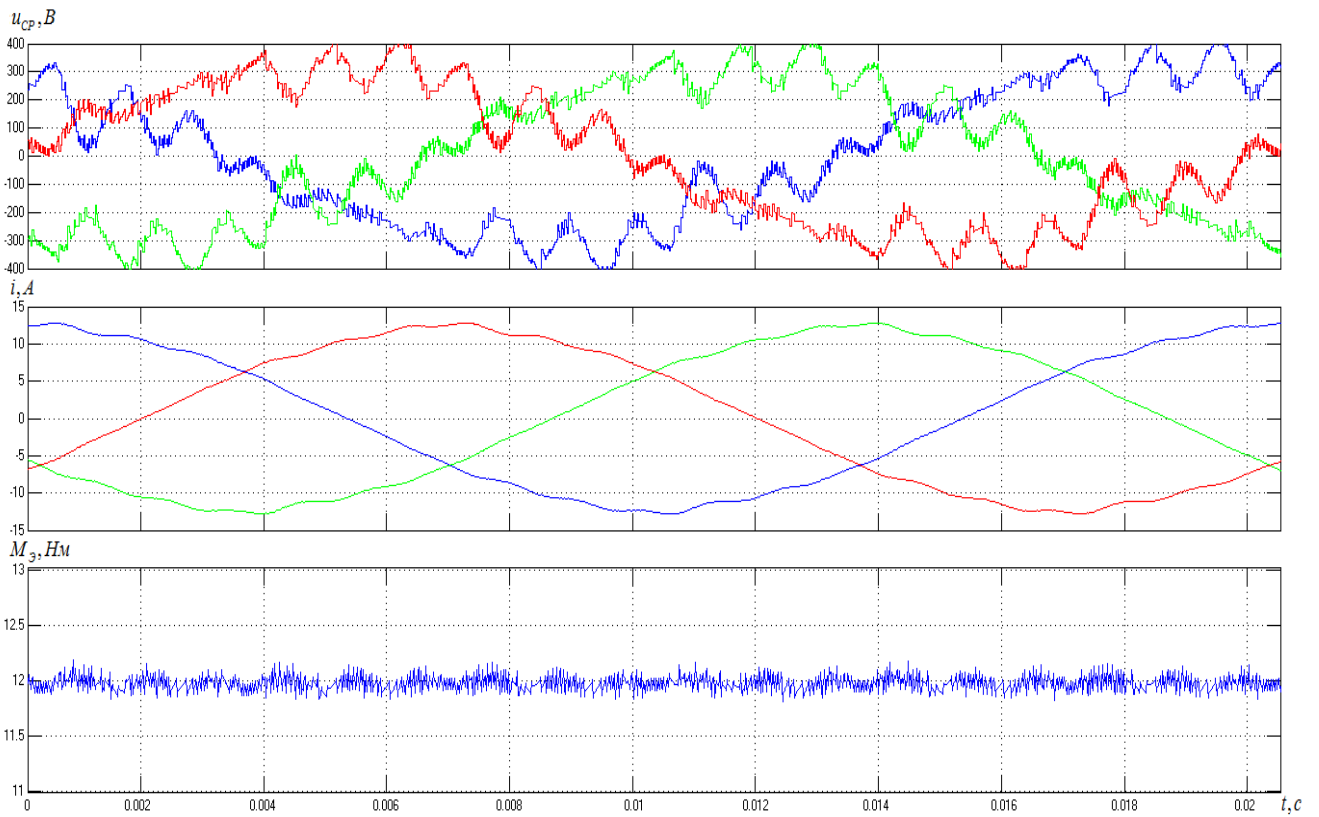
На рис. 3.12 и рис. 3.13 представлены результаты расчета математических моделей (рис. 3.6) для трехфазного СДПМ при номинальном электромагнитном моменте на номинальной скорости и на скорости 20% от номинальной соответственно. Питание на СДПМ подавалось от инвертора, управляемого системой подчиненного регулирования (рис. 3.6 (а)), с алгоритмом расчета задания на ток по поперечной оси ротора (рис. 3.6 (б)) и с релейным регулятором тока (рис. 3.6 (в)). В системе подчиненного регулирования постоянная времени настройки контуров тока $T_I=0.0002$ с, а максимальная частота коммутаций ключей релейного регулятора тока была ограничена 7 кГц.



а)

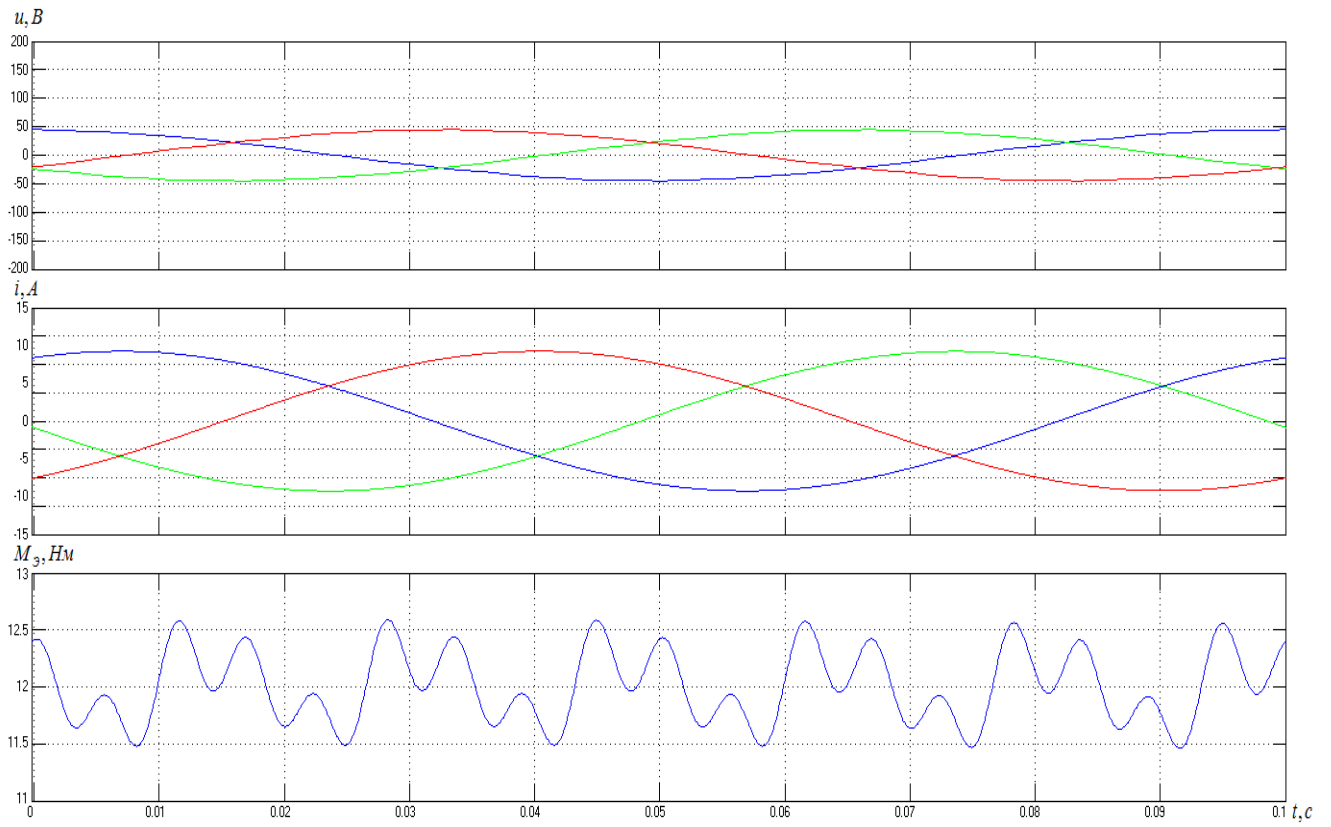


б)

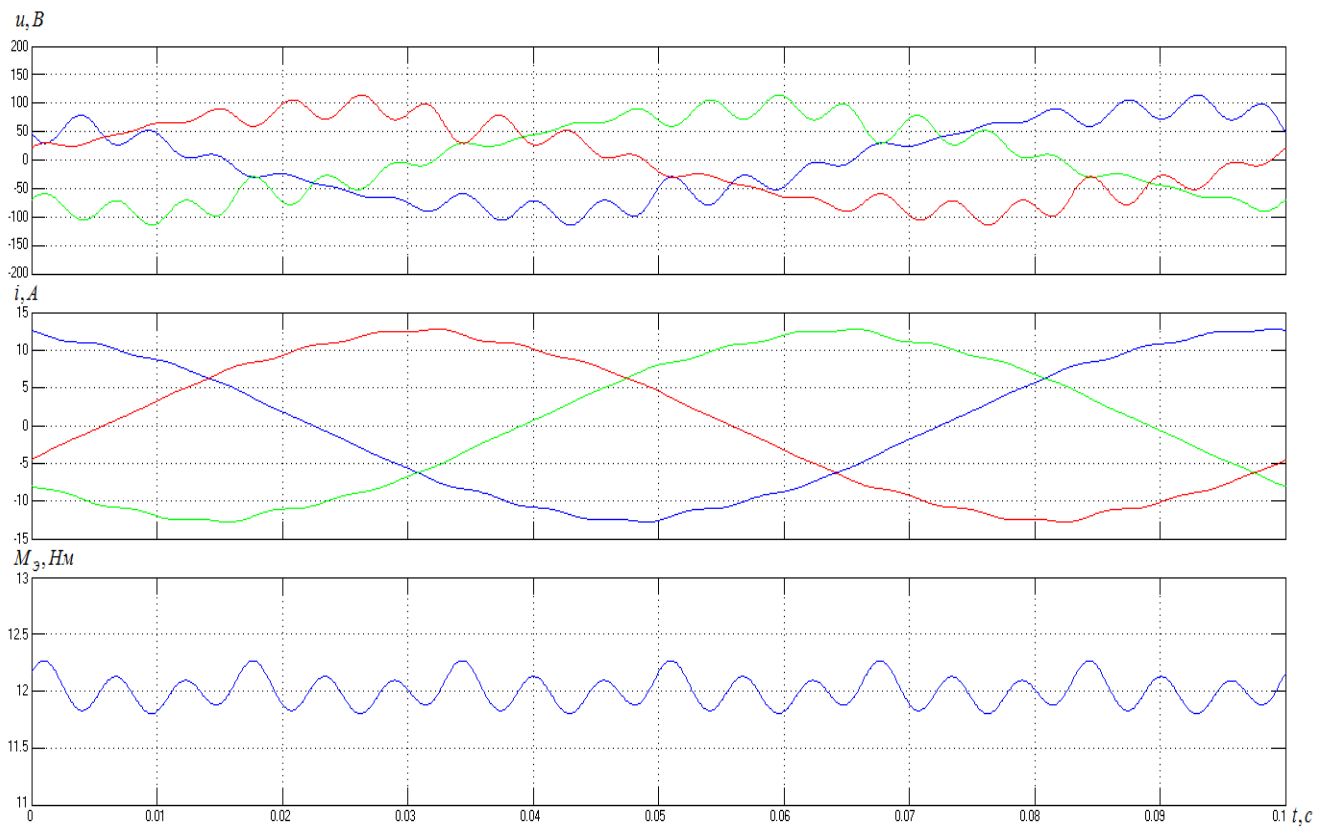


в)

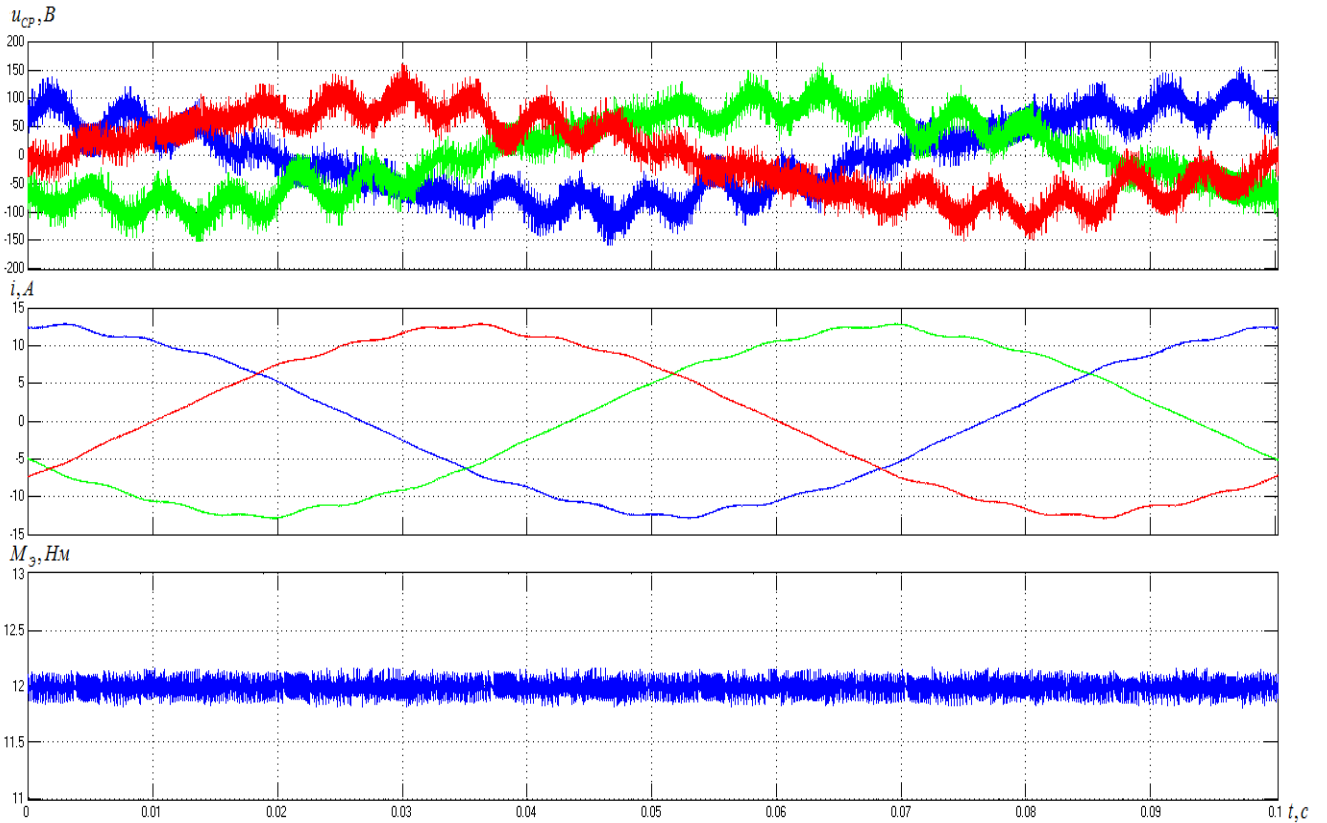
Рис 3.12 Результаты расчета установившегося режима работы СДПМ с различными системами управления.



a)



б)



в)

Рис 3.13 Результаты расчета установившегося режима работы СДПМ с различными системами управления на скорости 20% от номинальной.

Из результатов расчета имитационной модели видно, что использование блока расчета задания на ток позволяет снизить пульсации электромагнитного момента только на низких скоростях вращения, поскольку регулятор не успевает обрабатывать постоянно меняющееся задание (рис. 3.12 (б) и рис. 3.13 (б)), однако ее преимуществом является простота исполнения и легкая интеграция в уже существующую систему управления. Кроме того, с ростом частоты вращения двигателя пульсации электромагнитного момента оказывают все менее значительное влияние на пульсации скорости.

При питании двигателя от релейного регулятора тока (рис. 3.12 (в) и рис. 3.13 (в)) подобных проблем нет. Пульсации электромагнитного момента значительно ниже, поскольку на двигатель подаются токи, четко соответствующие заданию. Кроме того, построение системы управления по такому принципу значительно легче.

Однако в трехфазном исполнении система управления способна компенсировать только пульсации электромагнитного момента. Для уменьшения вибраций, вызванных пульсациями радиальных сил, посредством алгоритма требуется возможность управлять силой на каждый зубец отдельно. Это условие выполняется в многофазном двигателе с числом катушек на одну фазу равным 1. Для уменьшения пульсаций радиальной силы требуется рассчитывать задание на ток по алгоритму, представленному на рис. 2.24. Для создания получившейся формы тока целесообразно использовать систему управления с релейным регулятором тока (рис. 3.6 (в)). На рис. 3.14 представлены результаты расчета математической модели (рис. 3.6 (в)) для девятифазного СДПМ (рис. 2.2) с заданием на уменьшение пульсаций электромагнитных сил при ограничении по действующему и амплитудному значениям тока в 130% от номинального.

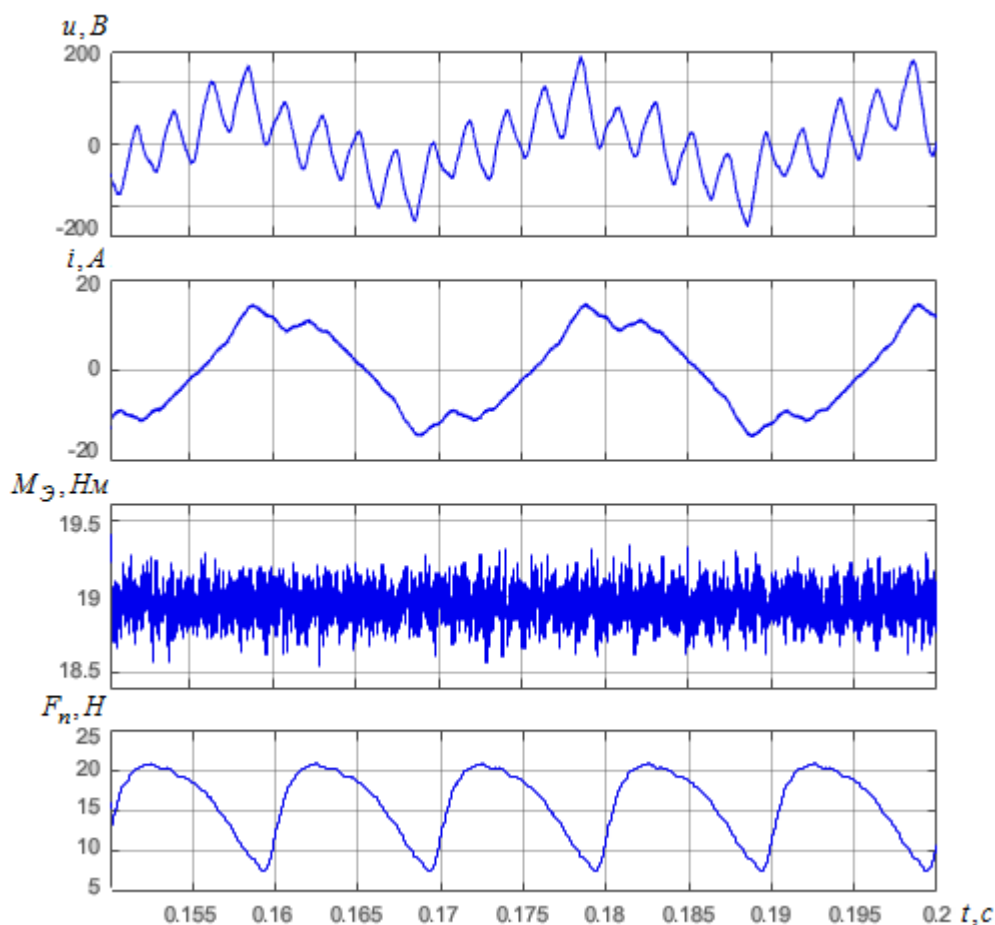


Рис. 3.14 Результаты расчета установившегося режима работы девятифазного СДПМ с системой управления, снижающей пульсации радиальной силы.

Для сравнения на рис. 3.15 представлены результаты расчета этого же двигателя, с системой управления с питанием от синусоидального источника (рис. 3.6 (а)).

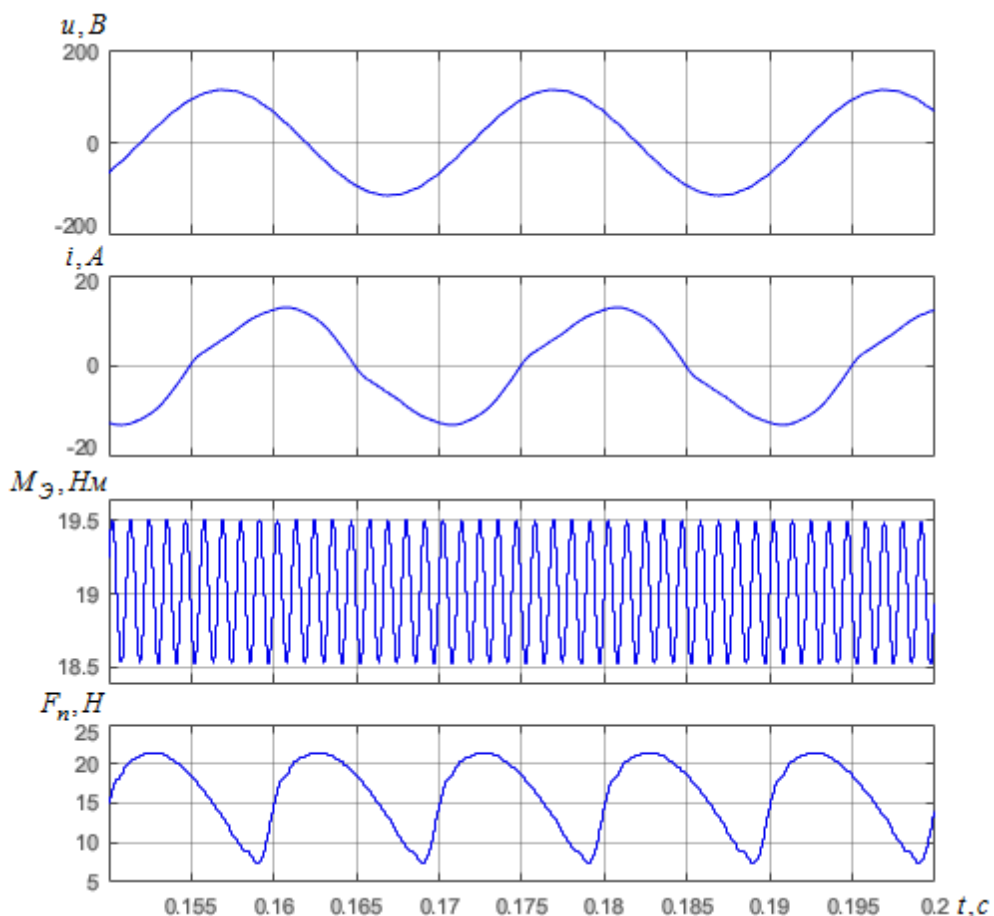


Рис. 3.15 Результаты расчета установившегося режима работы девятифазного СДПМ с питанием от синусоидального источника.

В системе управления с релейным регулятором тока напряжение формировалось инвертором, у которого переключение ключей производилось по алгоритму (3.11), а на график (рис. 3.14) выводилось усредненное значение напряжения. Моделировалось питание инвертора от выпрямителя с номиналом 311 В. Данного значения напряжения недостаточно, чтобы обеспечить форму тока, точно повторяющую заданную на участках с высокими значениями тока и его производной. Это приводит к неидеальному снижению пульсаций как радиальной силы, так и электромагнитного момента. Данный эффект возможно уменьшить или путем увеличения номинала питающего напряжения, или оптимизировав форму задания на ток в сторону снижения амплитудного значения и максимума производной.

Однако второй подход для различных конструкций двигателей должен подбираться индивидуально.

Для двигателя, геометрия которого представлена на рис. 2.2 возможно снизить амплитудные значения и максимум производной тока. Для этого в алгоритме формирования формы фазных токов, реализующих улучшение вибросиловых, соответственно виброшумовых, характеристик, (рис. 2.24) при расчете токов, требуемых для обеспечения заданного электромагнитного момента, необходимо вместо синусоидальной формы, использовать токи пропорциональные квадрату производной потокосцепления. В этом случае расчет будет осуществляться по формулам (2.26, 2.29) с учетом (3.23).

$$S_k = \frac{d\Psi_k}{dt} \cdot \left| \frac{d\Psi_k}{dt} \right| - \frac{1}{m} \cdot \sum_{k=1}^m \frac{d\Psi_k}{dt} \cdot \left| \frac{d\Psi_k}{dt} \right|, \quad (3.23)$$

где $k \in (0..m)$ – порядковый номер элемента матрицы

На рис. 3.16 представлены результаты расчета установившегося режима работы с изложенной выше оптимизацией.

Результаты проведенного моделирования показали, что при питании двигателя от инвертора со стандартным входным напряжением возможно посредством изменения алгоритма управления снизить пульсации электромагнитного момента и электромагнитных сил, действующих на зубцы статора. При этом потребляемая мощность вырастает незначительно. В таблице 3.1 приведены интегральные параметры для экспериментов, представленных на рисунках 3.17 – 3.19, а также максимальные изменения электромагнитного момента и радиальной силы.

Результаты проведенного исследования показали, что возможно добиться снижения пульсаций радиальной силы на 17%, а электромагнитного момента на 50% увеличив потребление активной мощности на 9%.

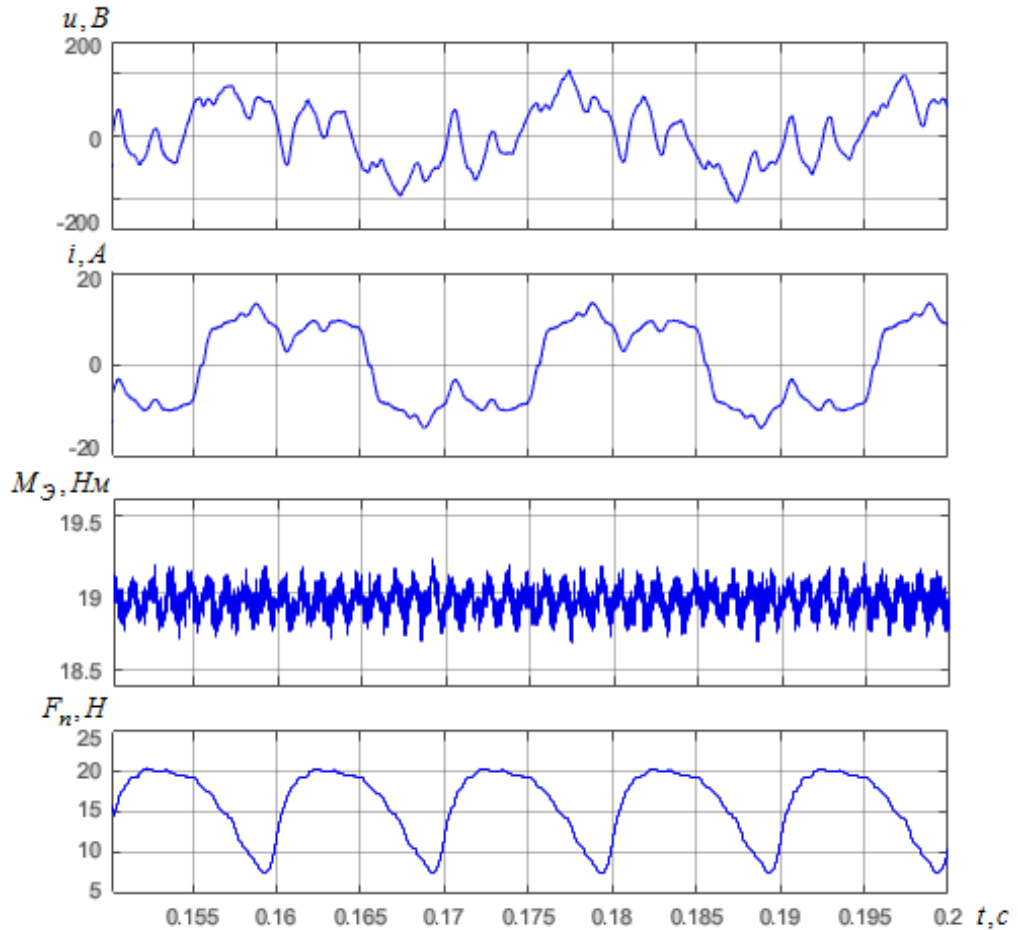


Рис. 3.16 Результаты расчета установившегося режима работы девятифазного СДПМ с системой управления, снижающей пульсации радиальной силы и оптимизированной формой токов.

Таблица 3.1 Сравнение параметров СДПМ при использовании различных СУ

Вид СУ	U, В	I, А	Рэ, Вт	Рм, Вт	$\Delta Mэ$, Нм	ΔF_n , Н
С синусоидальным источником	82	9	3300	2983	1	15
Улучшающая вибросиловые характеристики	98	9.1	3500		0.7	13
Улучшающая вибросиловые характеристики и оптимизированной формой токов	91	8.8	3600		0.5	12.5

Однако в процессе реальной работы параметры двигателя могут меняться. Чаще всего это связано с нагревом машины. Это приводит к тому, что форма токов, необходимая для улучшения вибросиловых характеристик будет меняться.

Заранее просчитать эти отклонения не представляется возможным, поэтому предлагается в программе, заложенной в систему управления реализовать самообучение. Заключается оно в том, что в процессе работы микроконтроллер составляет и постоянно обновляет в памяти таблицу с коэффициентами на которые необходимо корректировать задание на ток для текущего угла поворота ротора. Пример такой таблицы – таблица 3.2.

Таблица 3.2 Пример таблицы с коэффициентами, необходимыми для снижения пульсаций электромагнитного момента, заполняемая в процессе работы двигателя.

α , Град.	0	1	2	...	359
$K(\alpha)$	1,001	0,995	0,98	...	1,012

Тогда задание на ток определится по формуле (3.24)

$$k \in \{1..m\} \quad (3.24)$$

$$i_{k_3AD} = i_{k_3AD} \cdot K(\alpha)$$

Коэффициенты для каждого угла поворота ротора могут быть определены исходя из текущей производной скорости двигателя по времени по алгоритму представленному в системе уравнений (3.25).

$$\begin{cases} K(\alpha) = K(\alpha) + const \text{ if } \frac{d\omega}{d\alpha} < 0; \\ K(\alpha) = K(\alpha) - const \text{ if } \frac{d\omega}{d\alpha} > 0. \end{cases} \quad (3.25)$$

Таким образом, после нескольких оборотов двигателя коэффициенты автоматически подберутся и будут лишь незначительно изменяться. Однако даже очень точный датчик скорости будет давать искажения, которые приведут к неверному подбору коэффициентов. Следовательно, эти искажения надо отфильтровать. Это возможно путем несложных рекурсивных фильтров, реализуемых в программном коде [21]. Примером таких фильтров может быть фильтр Калмана [40].

Еще одной проблемой для цифровых систем управления является выбор способа выполнения вычислений, который оказывает существенное влияние на

качественные показатели привода. Он определяет комплекс требований, выдвигаемых к используемому вычислителю. Поскольку обработка чисел в формате с плавающей точкой требует большое количество тактовых операций на вычисление, значительно понижается частота определения параметров на оборот двигателя. В качестве решения данной проблемы может послужить применение целочисленной математики [68].

3.4 Выводы по главе

1) Предложена обобщенная структура САУ снижающая вибрации и шумы СДПМ посредством изменения формы фазных токов.

2) Проведенные исследования показали, что одним из вариантов улучшения виброшумовых характеристик электропривода на базе многофазного СДПМ является реализация в системе управления расчета фазных токов, требуемых для создания заданного электромагнитного момента и уменьшения пульсации радиальных сил, действующих на зубцы. При этом двигатель должен питаться от источника тока или преобразователя, напрямую формирующих рассчитанные значения токов. Данный подход позволяет значительно снизить пульсации электромагнитного момента, а также уменьшить пульсации радиальных сил, на любых частотах вращения двигателя, оставаясь в заданных ограничениях по максимальному значению напряжения и тока, и среднеквадратичного значения тока.

3) Для уменьшения только пульсаций электромагнитного момента возможно использовать подход, основанный на изменении задания на ток в обычной системе управления подчиненного регулирования. Для реализации его требуется добавить на вход регулятора тока блок расчета требуемого значения задания на ток с учетом текущего положения ротора. Постоянно меняющееся задание на входе регулятора не позволит эффективно снижать пульсации момента на высоких частотах вращения двигателя, где они оказывают значительно меньшей эффект на пульсации скорости вращения. Однако преимуществом данного варианта является простота исполнения, поскольку он легко встраивается в существующие системы управления m -фазным СДПМ.

4) Продемонстрировано, что использование многофазной обмотки двигателя с числом пазов на полюс и фазу $q=1$ необходимо для того, чтобы управлять радиальной силой каждого зубца отдельно. Данное условие позволяет формировать наиболее эффективные кривые фазных токов, улучшающие виброшумовые характеристики.

5) Предложен способ компенсации изменений параметров двигателя, возникающих в процессе работы, путем введения в систему управления многофазного СДПМ самообучения.

4 ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

4.1. Исследование адекватности имитационной модели СДПМ

Для проверки адекватности разработанной математической модели СДПМ проводились сопоставления результатов ее расчета с известными интегральными параметрами двигателя, а также с мгновенными значениями напряжения и электромагнитного момента, полученными посредством полевого моделирования. В качестве объекта исследования был выбран трехфазный четырехполюсный двигатель мощностью $P=15 \text{ кВт}$ с номинальным электромагнитным моментом $M=24 \text{ Нм}$, номинальным фазным током $I=29.2 \text{ А}$, номинальным напряжением $U=220 \text{ В}$, частотой вращения 6000 об/мин., число пазов $z=18$ с двуслойной обмоткой, шаг обмотки 1-5. Конструкция статора и ротора данного двигателя представлены на рис. 4.1.

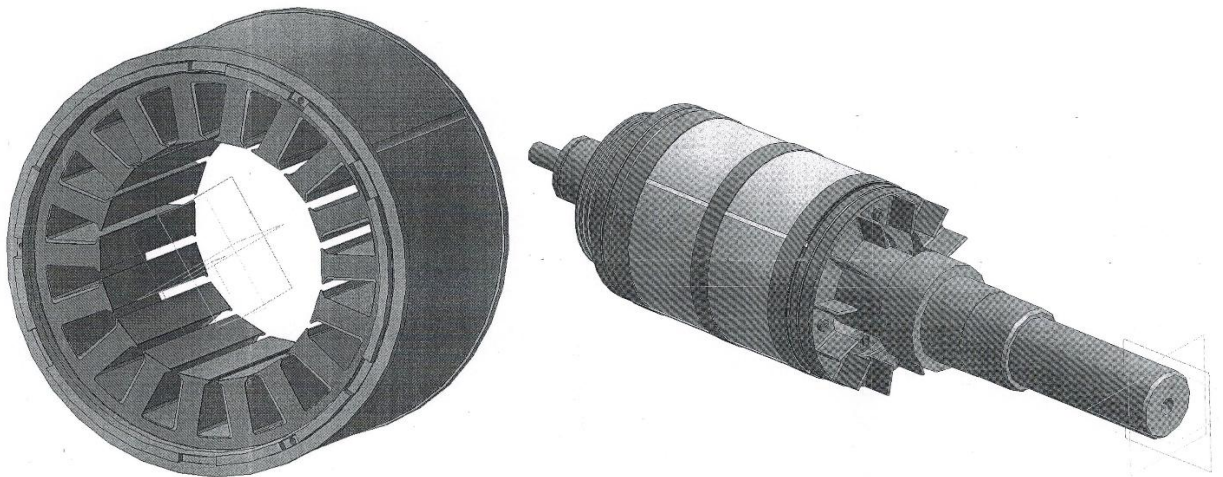


Рис. 4.1. Конструкция статора и ротора двигателя для эксперимента

Конструкция данного двигателя была смоделирована в программном комплексе Elcut. Из полевой модели в режиме холостого хода были получены зависимости потокосцеплений фаз, обусловленных действием постоянных магнитов, от угла поворота ротора $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ (рис. 4.2 (а)), а также матрица само-и взаимои-ндукции. Зависимость потокосцеплений фаз интерполировалась разложением в ряд Фурье, благодаря чему получена ее производная (рис. 4.2 (б))

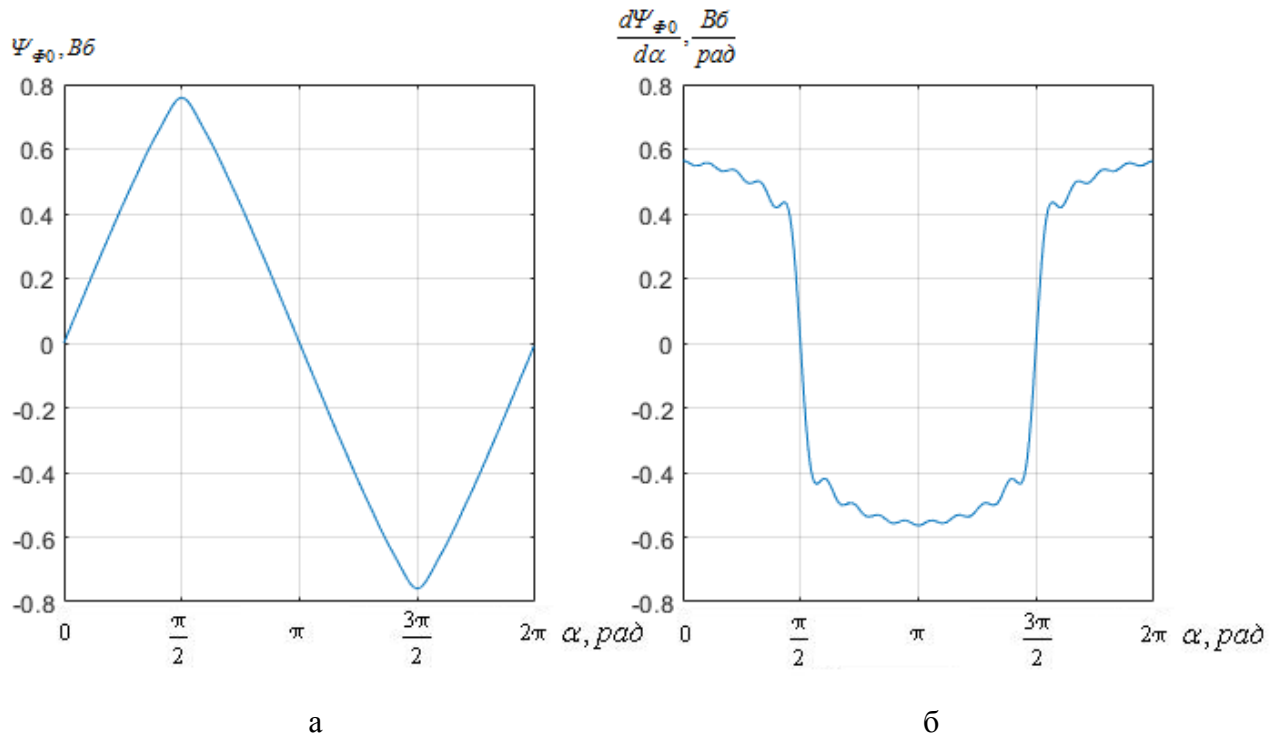


Рис. 4.2. зависимость потокосцепления фаз (а) и ее производной (б) от угла поворота ротора

С учетом этих данных в программе MATLAB (Simulink) была реализована разработанная в главе 2 математическая модель (рис. 4.3). На вход данной модели подавались номинальные синусоидальные фазные напряжения источника, а скорость вращения двигателя была жестко задана равной номинальной.

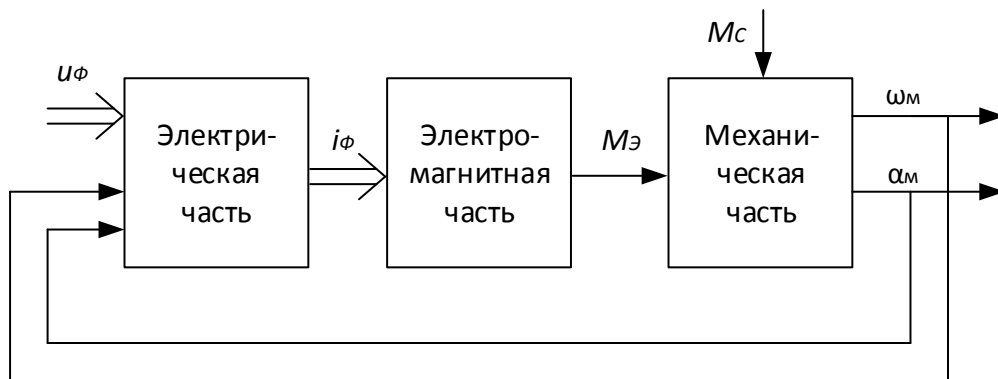


Рис. 4.3 Принципиальная схема математической модели СДПМ

Результаты расчета интегральных параметров приведены в таблице 4.1. На рис. 4.4 представлены графики напряжений, тока и электромагнитного момента в номинальном режиме работы двигателя. Погрешностью по действующему значению тока и среднему значению момента не превысила 3%. При этом время расчета 10 секунд работы двигателя заняло 2.5 с реального времени при шаге в 5×10^{-6} с,

что при частоте вращения в 6000 об/мин. соответствует 2000 вычислений на 1 оборот.

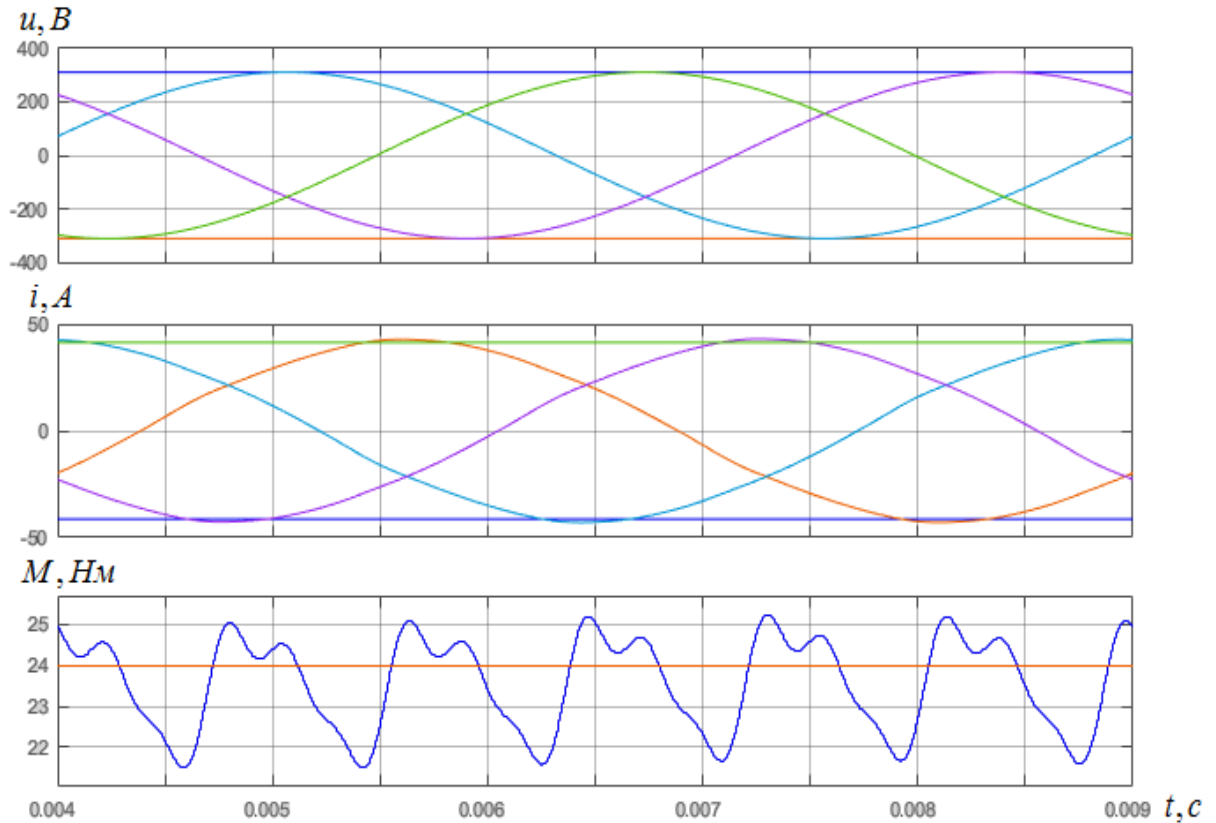


Рис. 4.4 Номинальный режим работы СДПМ.

Таблица 4.1. Сопоставление результатов моделирования с параметрами СДПМ

	U, В	I, А	Мэ, Н	Рэ, кВт	Рм, кВт
Параметры двигателя	220	29,2	24	19,2	15
Результаты моделирования		30,1	23,6	19,9	14,8

Полученные результаты подтверждают адекватность разработанной модели СДПМ для расчетов в реальном времени и дают возможность ее использования в качестве наблюдателей состояния системах управления на базе микропроцессоров.

В качестве проверки адекватности расчета разработанной моделью мгновенных значений было проведено сопоставление с результатами, полученными при расчете полевой модели в программном комплексе Elcut, (табл. 4.2, рис. 4.5) в установившемся режиме работы при номинальных напряжениях и номинальном

момента. В Simulink-модель в качестве входных данных задавались законы изменения фазных напряжений, момент нагрузки, а также начальные значения скорости вращения и угол нагрузки. В процессе расчета текущие значения скорости и угла поворота ротора определялись самой моделью. Из результатов расчета были получены кривые изменения тока, электромагнитного момента и производной потокосцепления фазы А. Для проведения моделирования в программе Elcut задавалась синусоидальная форма номинального фазного тока и текущий угол поворота ротора. По этим значениям, методом конечных элементов, определялись значения потокосцеплений и электромагнитного момента. Далее ротор поворачивался на небольшой угол $\Delta\alpha$, токи изменялись согласно закону их изменения и снова производился расчет для определения потокосцеплений, по которым вычислялись значения их производных. Определив производную потокосцеплений, полученных из программы Elcut, рассчитывались значения фазных напряжений по уравнению (2.2). Результаты расчета представлены в таблице 4.2.

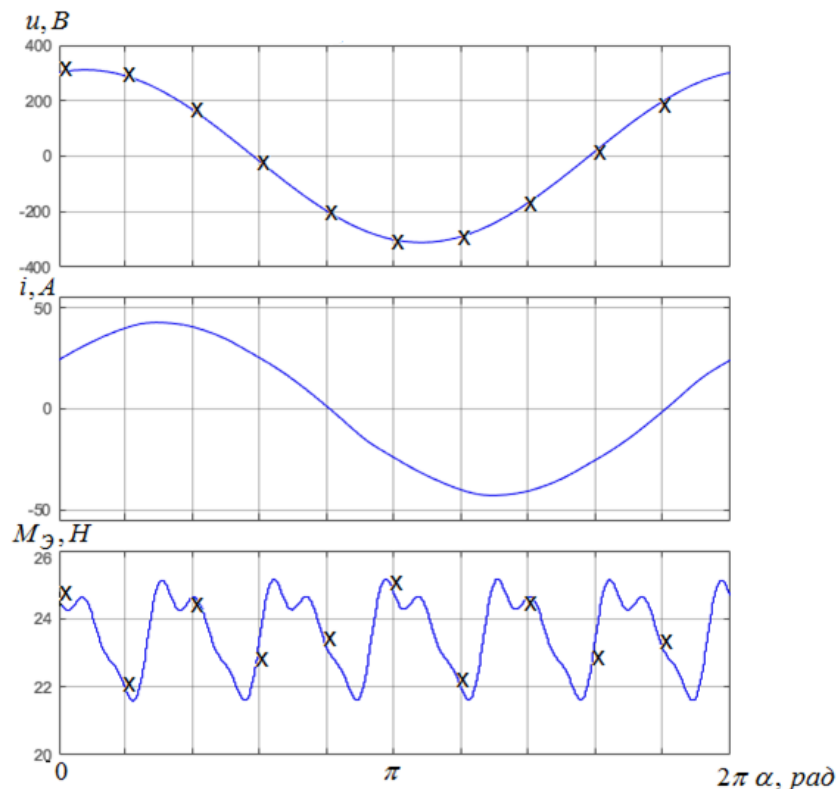


Рис. 4.5. Результаты расчета работы двигателя в установившемся режиме работы при питании от синусоидального источника,

-- рассчитанной по разработанной модели, x -- рассчитано в Elcut.

Табл. 4.2 Сопоставление результатов, полученных по разработанной математической модели и в программе Elcut

$\alpha, ^\circ$	0	30	60	90
U_A, B	311	213	155	0
$d\Psi_{A0}/d\alpha, Bб/рад$	0	0,4102	0,5132	0,5813
i_A, A	27,18	39,74	41,65	32,41
$d\Psi_{AEI}/d\alpha, Bб/рад$	0,492	0,331	0,242	-0,01
U_{EI}, B	311,6	211,8	156,1	-3,04

Проведенные исследования показали максимальное расхождение в параметрах между разработанной и полевой моделями в 3%, что свидетельствует о достаточной степени достоверности разработанной модели.

4.2. Экспериментальные исследование работоспособности алгоритма управления ключами преобразователя.

Для питания двигателя заданной формой токов необходимо использовать преобразователь, работающий по специальному алгоритму, описанному в главе 3. При таком подходе требуется высокая частота коммутаций ключей. Для проверки работоспособности данного подхода разработан прототип однофазного инвертора, внешний вид представлен на рис. 4.6.

Преобразователь построен на основе nр-транзистора IRF9952, схема представлена на рис. 4.7. Управление было реализовано при помощи микропроцессора Atmel mega328p с опорной частотой кварцевого генератора 16 МГц. Программа микроконтроллера, управляющая ключами инвертора, разработана на языке C в среде MariaMole, текст программы в прил.9. В качестве нагрузки использовалась катушка индуктивности с постоянной времени переходного процесса 27 мс. Для стабильной работы микропроцессора максимальная частота коммутаций ключа ограничена значением в 5 кГц.

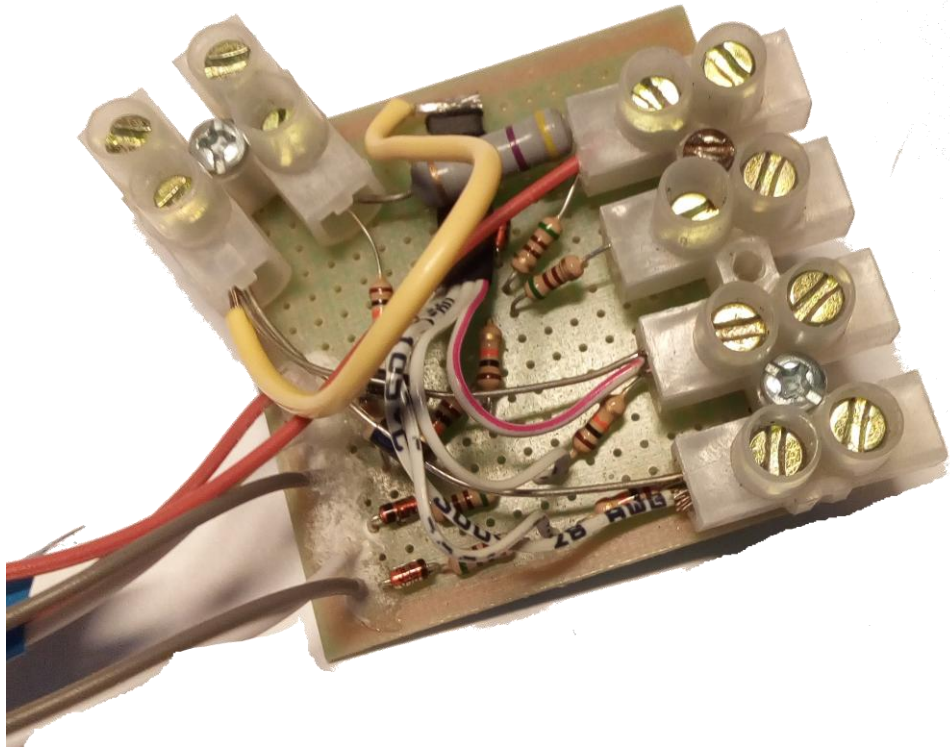


Рис. 4.6 Внешний вид экспериментального инвертора

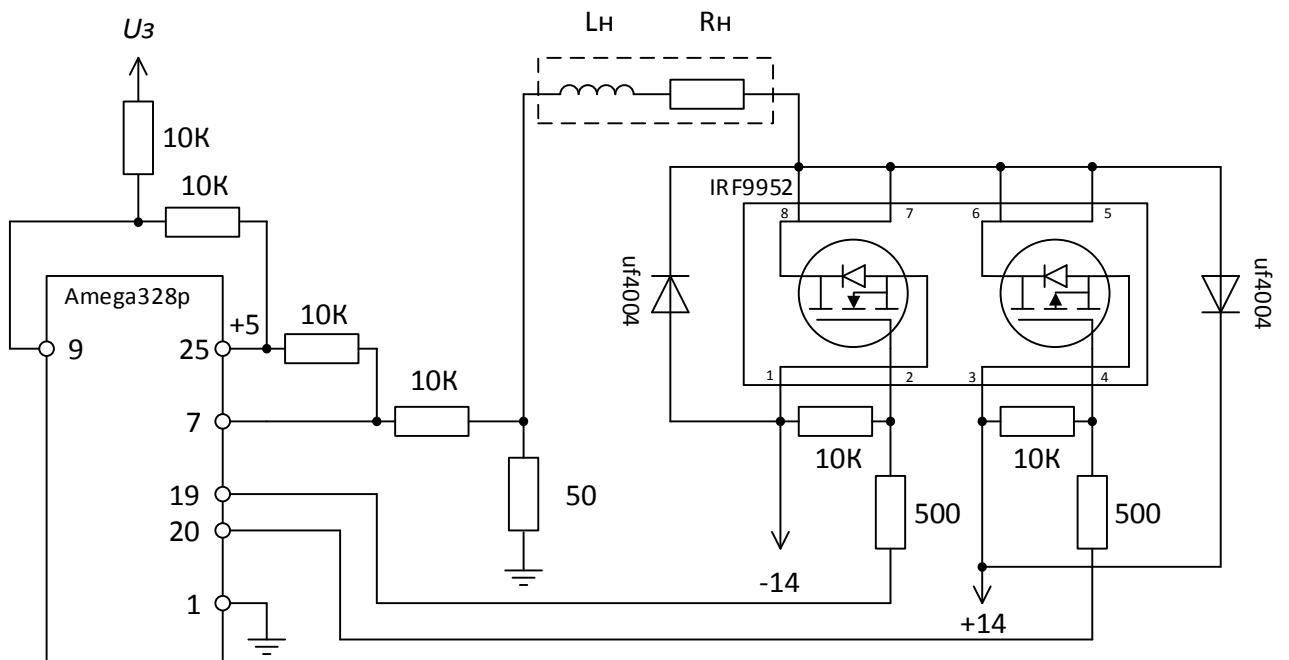
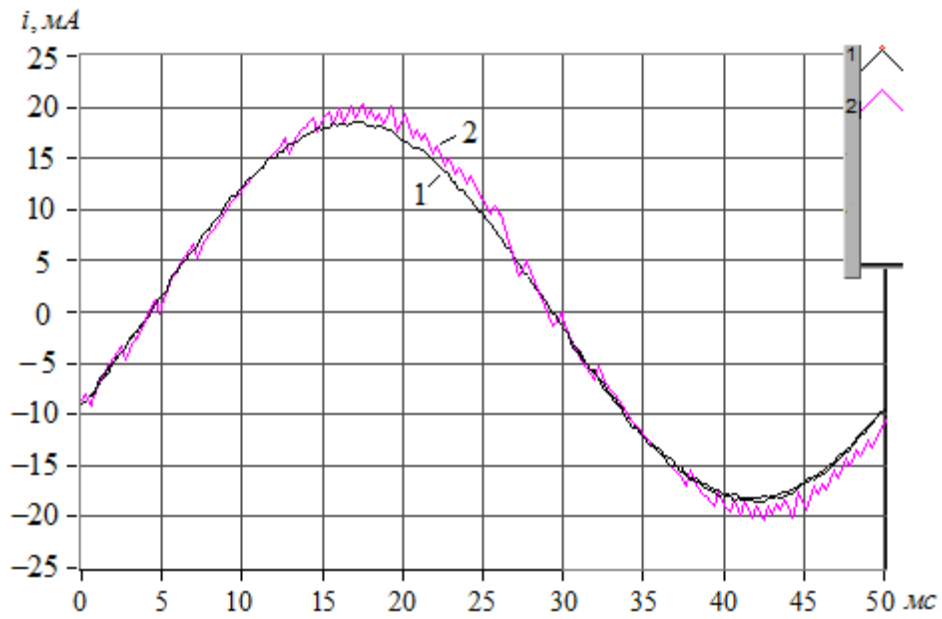
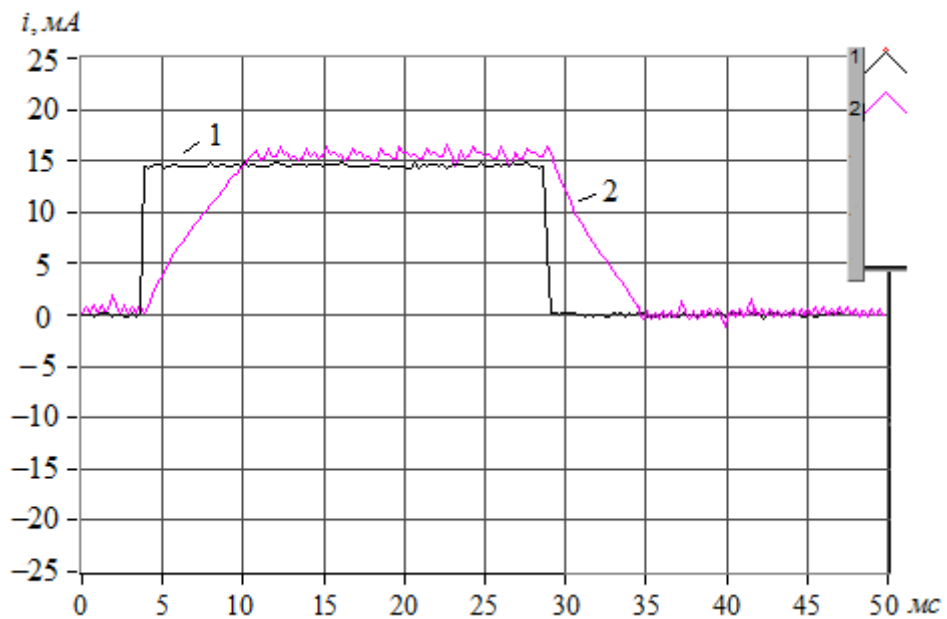


Рис. 4.7 Электрическая схема модели инвертора

На рис. 4.8 представлены осциллограммы работы данного инвертора на лабораторном стенде при синусоидальной (рис. 4.8 (а)) и прямоугольной (рис. 4.8 (б)) форме напряжения, которое использовалось в качестве задание на ток.



а)



б)

Рис. 4.8 Осциллограммы работы физической модели инвертора, поддерживающего заданное значение тока. 1- задание на ток, 2- ток в нагрузке.

Результаты эксперимента показывают, что алгоритм работает устойчиво и обрабатывает задание с максимально возможным быстродействием при заданных ограничениях. С учетом того, что у реальных двигателей постоянная времени переходного процесса на порядок выше чем у катушки, использованной в эксперименте, пульсации тока, при питании двигателя, будут значительно ниже. Все это

свидетельствует о целесообразности данного подхода для формирования заданной формы токов.

4.3 Исследование влияния числа фаз на вибросиловые характеристики

Для исследования влияния числа фаз на вибросиловые характеристики двигателя был выбран синхронный двигатель в девятифазном исполнении мощностью $P=630 \text{ Вт}$ с номинальным напряжением $U=17 \text{ В}$, номинальным электромагнитным моментом $M=4 \text{ Нм}$, частотой вращения 1500 об/мин. и число пазов $z=36$ изображенный на рис. 4.9 (а). Для него был разработан ротор с набранными на нем постоянными магнитами, распределенными по ротору (рис. 4.9 (б)).

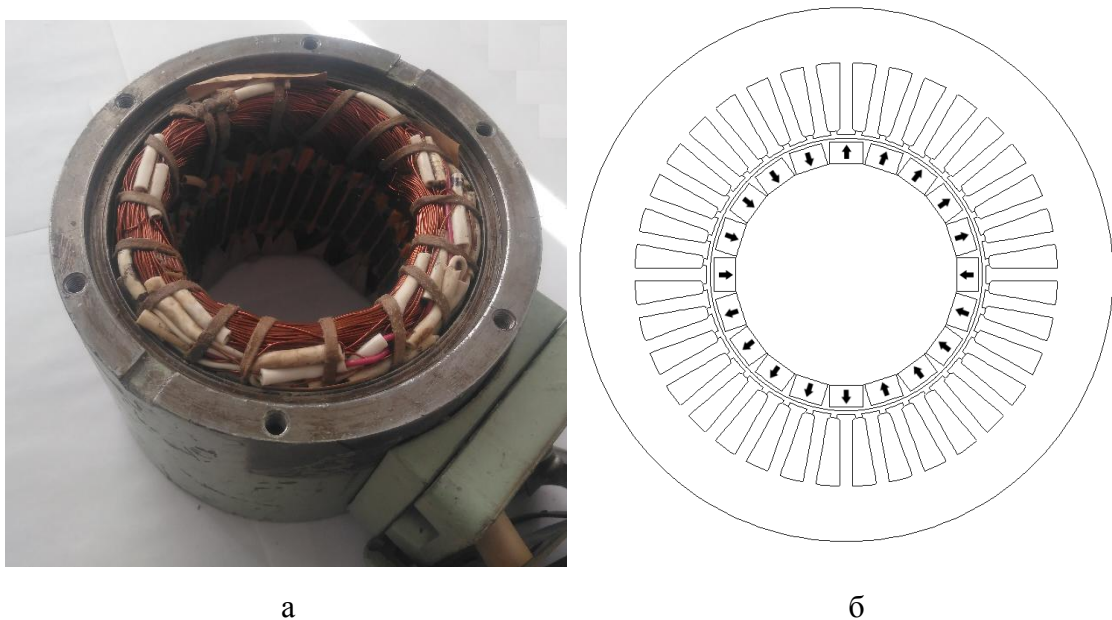


Рис. 4.. Внешний вид и полевая модель исследуемого СДПМ.

Перевод данного двигателя в трехфазное исполнение осуществлялся путем объединения существующих обмоток в группы по 3 штуки с сохранением числа витков.

Конструкция данного двигателя была смоделирована в программном комплексе Elcut. Из полевой модели в режиме холостого хода были получены зависимости потокосцеплений фаз, обусловленных действием постоянных магнитов, от угла поворота ротора $\Psi_{\phi_0}(\alpha)$ для девятифазного (рис. 4.10 (а)) и трехфазного

исполнения (рис. 4.10 (б)), зависимости магнитных потоков зубца от северного и южного полюсов (рис. 4.11) и матрица само-и взаимоиנדукции $[L]$.

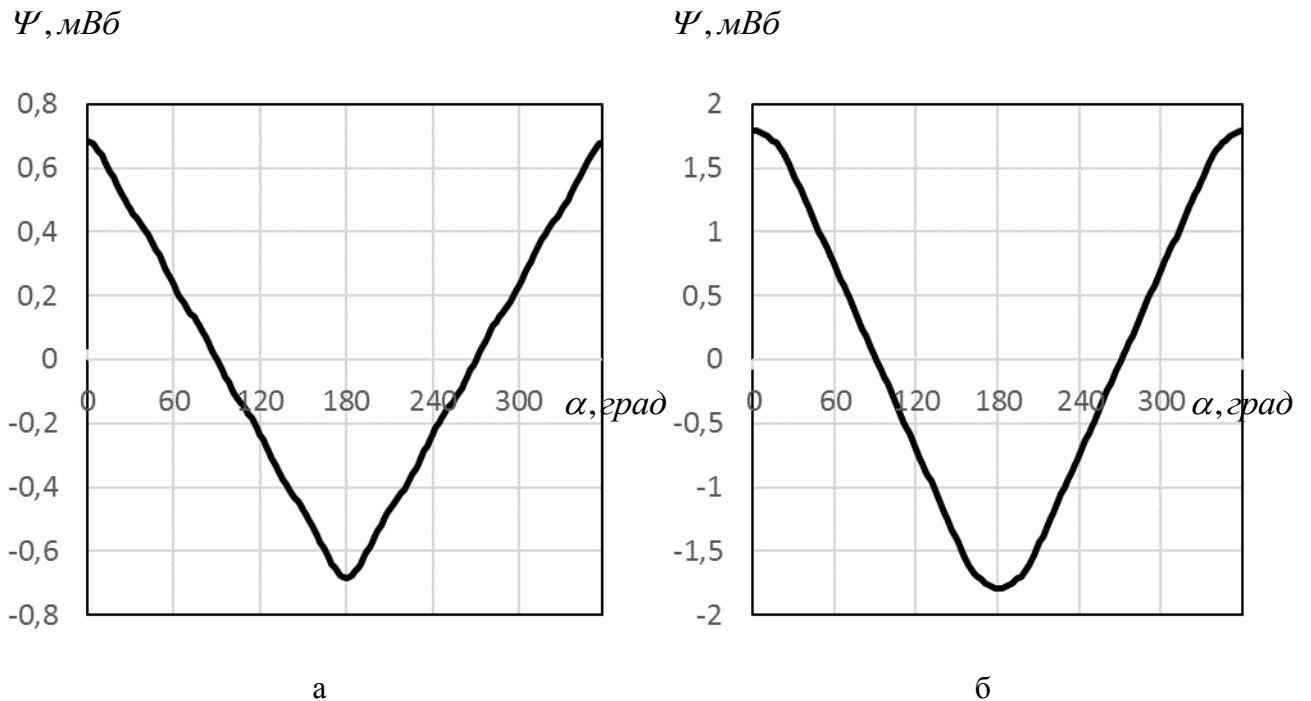


Рис. 4.10 Зависимость потокосцепления фазы от угла поворота ротора для девятифазного (а) и трехфазного (б) исполнений

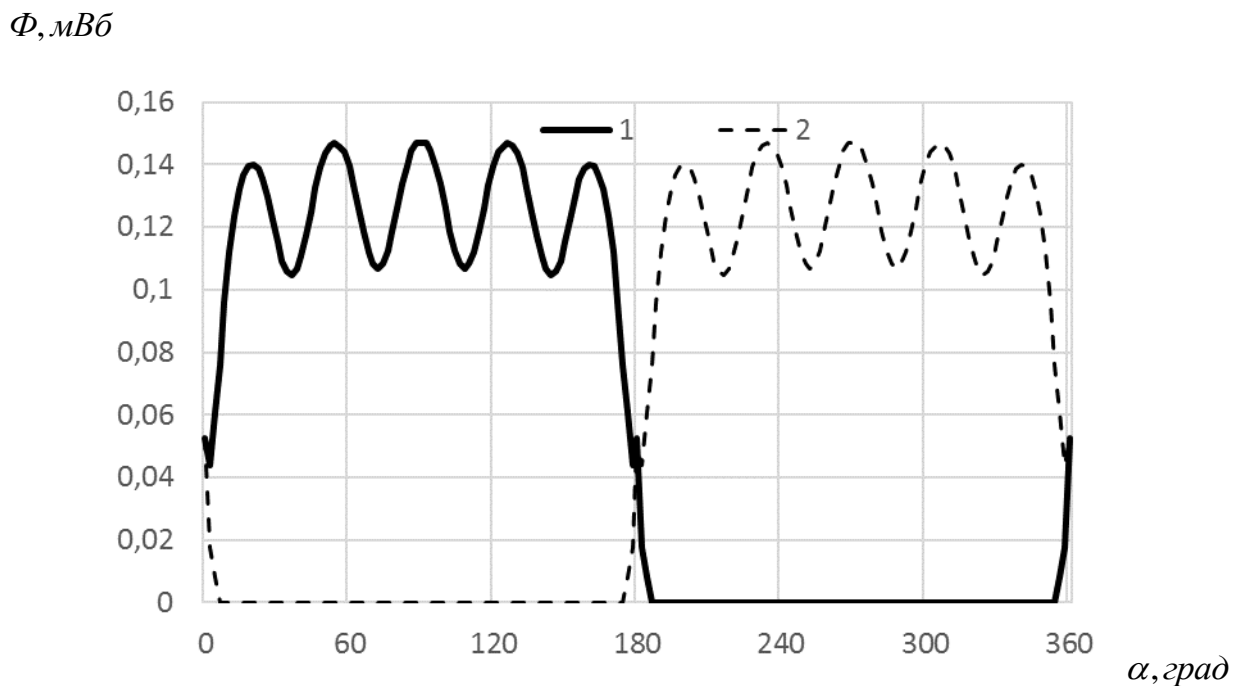


Рис. 4.11. Зависимости магнитных потоков зубца электрической машины от северного (1) и южного (2) полюсов постоянного магнита.

Полученные характеристики были интегрированы в разработанную модель СДПМ, реализованную в MATLAB(Simulink). Полученные результаты расчета установившегося режима работы приведены в таблице 4.3, а также на рис. 4.12 для девятифазного и рис. 4.13 для трехфазного исполнения. Поскольку в трехфазном исполнении сила, действующая на различные зубцы будет различаться на рис. 4.13 представлены графики для сил, действующей на зубец находящегося между пазами, в которых уложена фаза А (1) и соседнего зубец, находящегося между пазами с фазами А и В (2). На рис. 4.14 представлены результаты расчета установившегося режима работы данного двигателя в девятифазном исполнении с использованием системы управления улучшающей виброшумовые характеристики, описанной в главе 3.

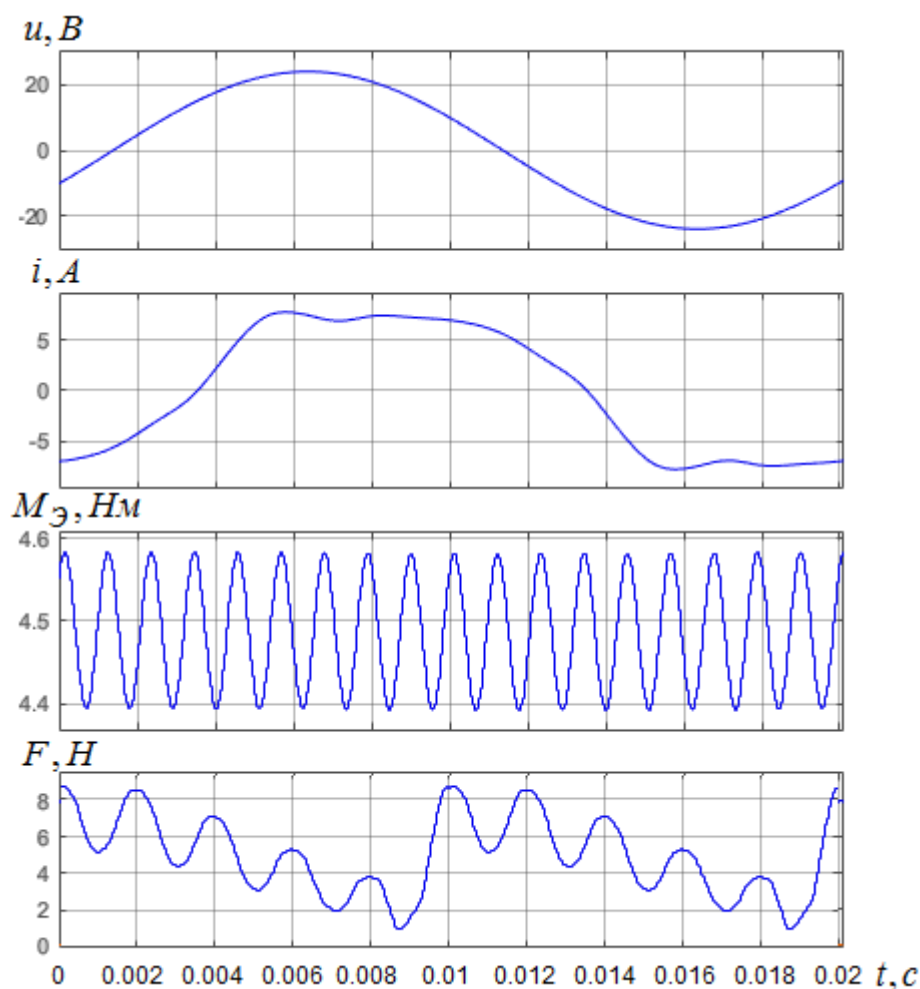


Рис. 4.12 Результаты расчета работы девятифазного СДПМ в установившемся режиме работы при питании от синусоидального источника.

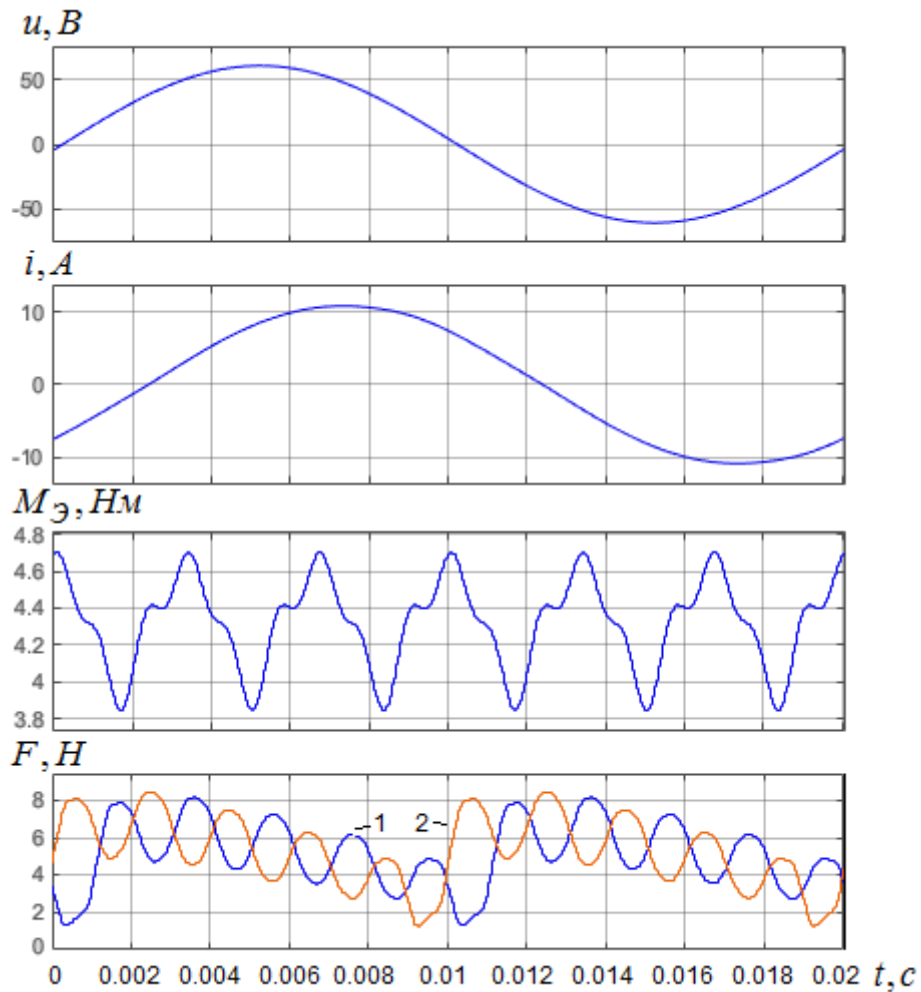


Рис. 4.13 Результаты расчёты работы трехфазного СДПМ в установившемся режиме работы при питании от синусоидального источника.

Табл. 4.3 Сопоставление параметров СДПМ в трехфазном и девятифазном исполнении

Количество фаз	Форма питающих напряжений	U, В	I, А	$P_{э}$, Вт	$P_{м}$, Вт	$M_{э}$, Нм	$\Delta M_{э}$, Нм	ΔF_r , Н
3	синусоидальная	43	7,7	780	675	4,3	0,8	7,4
9	синусоидальная	17	6,1	761	706	4,5	0,2	7,4
9	несинусоидальная	23	5	763	706	4,5	0,16	6,6

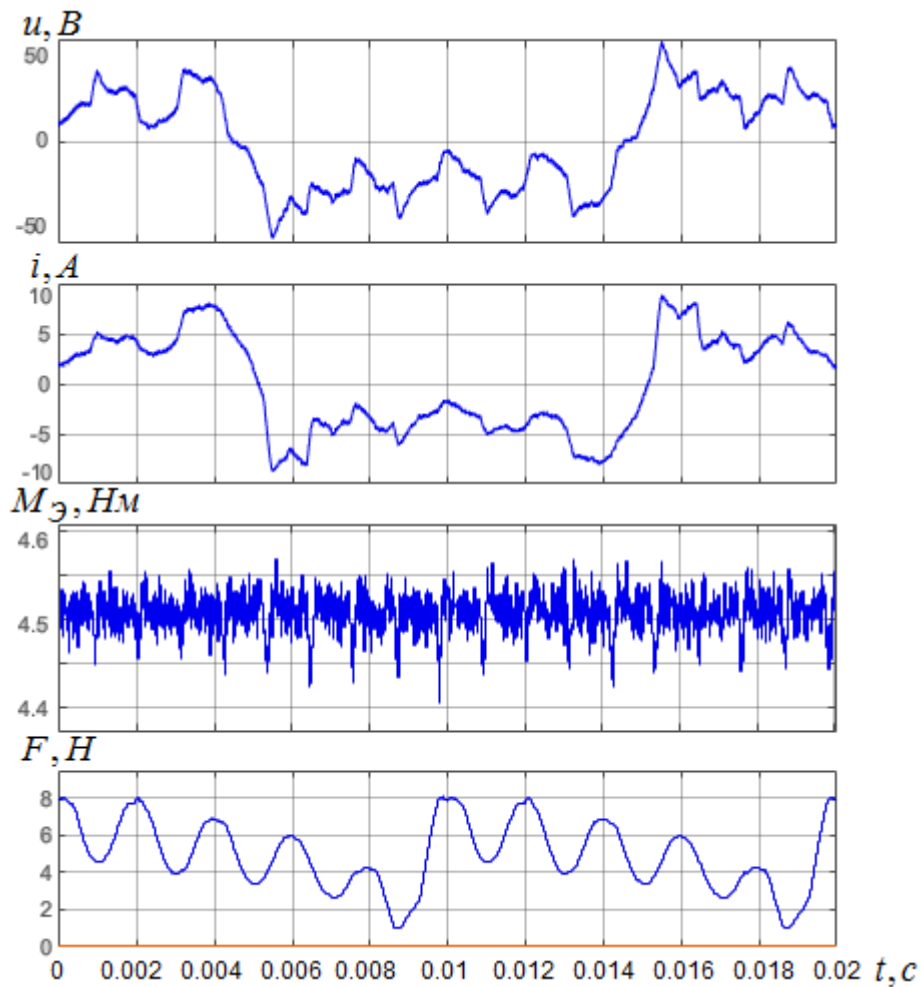


Рис. 4.14 Результаты расчёты работы девятифазного СДПМ в установившемся режиме работы с системой управления улучшающей вибросиловые характеристики.

Результаты моделирования показали, что у данной конструкции двигателя, при питании от синусоидального источника, пульсации электромагнитного момента 4 раза меньше в девятифазном исполнении по сравнению с трехфазным, при этом их частота в 3 раза выше. При этом пульсация радиальных сил, действующих на зубцы, практически не изменяется. Использование системы управления, улучшающей вибросиловые характеристики, позволило еще на 20% снизить пульсации электромагнитного момента, а радиальных сил, действующих на зубцы, на 10%.

4.4 Исследование влияния формы магнитов на вибросиловые характеристики

Различное расположение постоянных магнитов в двигателе влияет на распределение магнитного поля в активной зоне машины и как следствие на его виброшумовые характеристики [6]. Проверка влияния формы магнитов проводилась для различных конструкций (рис. 4.15).

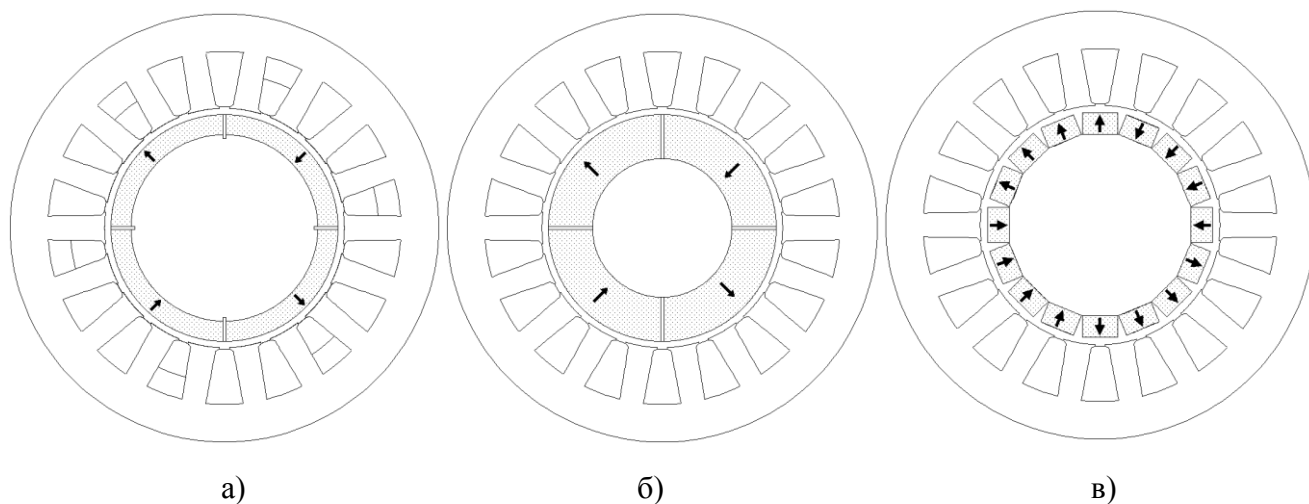


Рис. 4.15. Конструкции исследуемых СДПМ с различным расположением постоянных магнитов.

Для каждой конструкции по результатам полевого моделирования в программном комплексе Elcut определялись зависимости потокосцепления фазы (рис. 4.16) и магнитный поток зубца (рис. 4.17), обусловленные действием постоянных магнитов, от угла поворота ротора. При моделировании задавались основные кривые намагничивания как стали, так и постоянных магнитов. Граничным условием было отсутствие магнитного потока на окружности с радиусом, в два раза большим внешнего радиуса машины. При этом результаты моделирования показали, что магнитное поле практически не выходит за пределы статора двигателя.

Из полученных результатов видно, что увеличение толщины магнитов (рис. 4.15 (б)) практически не влияет на кривые распределения потокосцепления фазы и магнитного потока зубца. Распределение магнитов по ротору (рис. 4.15 (в)) приводит к уменьшению амплитуды изменения потокосцепления, и

к тому, что кривая распределения магнитного потока приобретает более трапецевидальную форму.

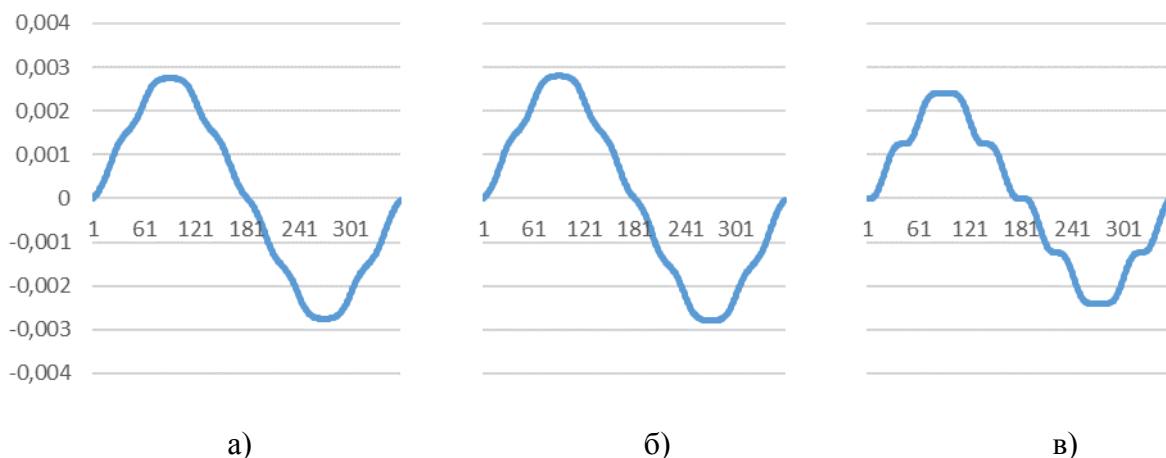


Рис. 4.16 Зависимость потокосцепления фазы от угла поворота ротора для различных конструкций

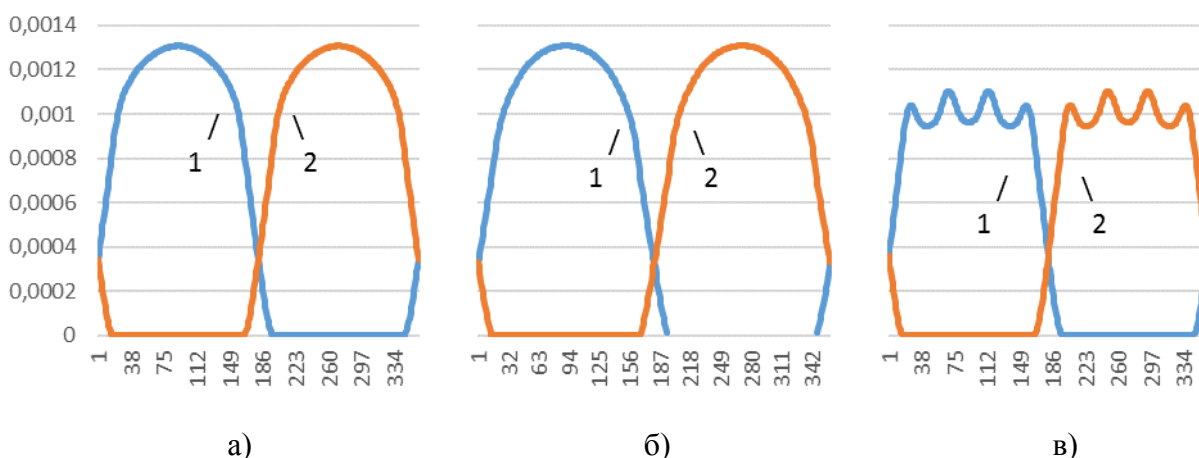


Рис. 4.17 Зависимости магнитных потоков зубца от угла поворота ротора от северного полюса (1) от южного полюса (2) для различных конструкций.

По полученным данным в программе MATLAB по описанной во 2 главе математической модели были получены зависимости изменения электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы двигателя в установившемся режиме работы при питании двигателя синусоидальной формой токов (рис. 4.18, 4.19). По результатам моделирования можно сделать вывод о том, что увеличение толщины магнитов практически никак не влияет на электромагнитный момент и радиальные силы, действующие на зубцы, поскольку магнитное поле, создаваемое обмоткой практически на порядок меньше поля создаваемого постоянными магнитами. Использование распределения магнитов равномерно по

ротору приводит к изменению формы распределения индукции в зазоре от синусоидальной к трапецеидальной, что довольно сильно снижает шум, но ведет к снижению электромагнитного момента при питании синусоидальными токами. Полученные результаты совпадают с данными, представленными в [32, 85, 92]. Ширина и количество магнитов также оказывает существенное влияние на кривые распределения электромагнитного момента и радиальных сил. При уменьшении ширины магнитов и увеличении зазоров между ними среднее значение электромагнитного момента снижается незначительно, при этом его пульсации могут как увеличиваться, так и уменьшаться. Это зависит от соотношения размеров и количества зубцов, попадающих на один магнит и должно проверяться для каждой конструкции индивидуально.

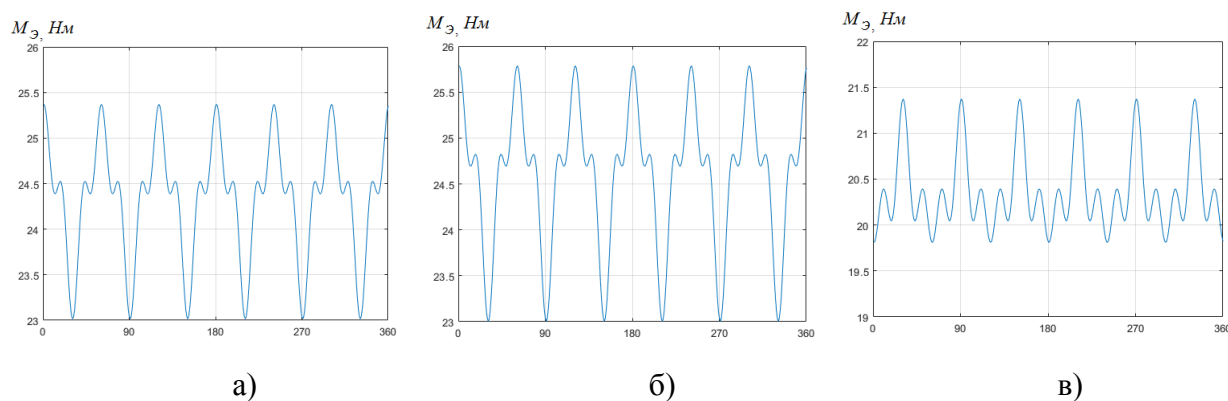


Рис. 4.18 Графики зависимости электромагнитного момента от угла поворота ротора в установленном режиме работы при синусоидальных токах для различных конструкций.

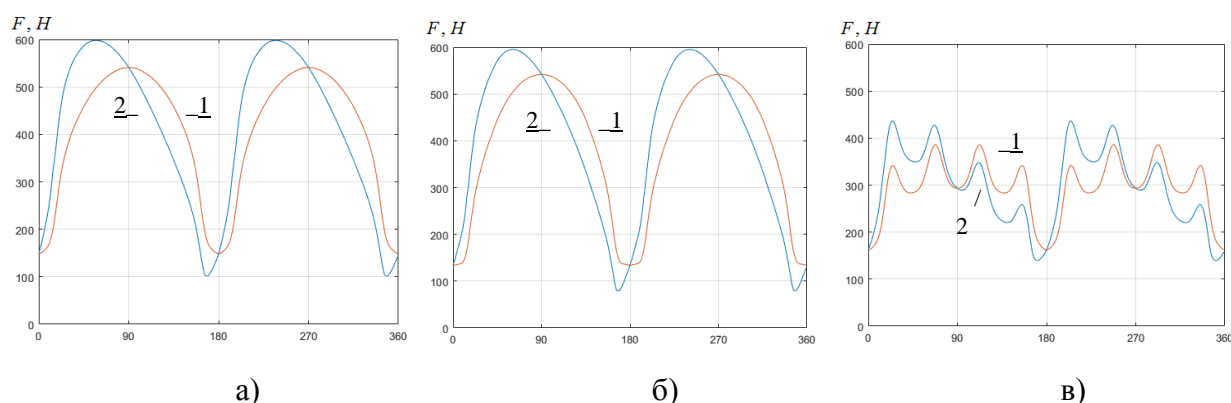


Рис. 4.19 Графики зависимости радиальной силы, действующий на зубец от угла поворота ротора для различных конструкций в режиме холостого хода (1) и номинальной нагрузке (2) при синусоидальных токах.

4.5 Выводы по главе

1. Сопоставление результатов разработанных моделей с физическим объектом и результатами полевого моделирования показало высокую степень достоверности. Подтвердилась возможность посредством разработанных моделей проводить расчеты в режиме реального времени.

2. Результаты, полученные лабораторно-экспериментальным способом подтверждают возможность использования разработанного алгоритма управления ключами инвертора для обеспечения заданной форма тока.

3. Использование преобразователя, напрямую формирующего заданную форму токов, приводит к тому, что контур тока становится практически безынерционным. Это дает возможность сделать регулятор скорости более жестким, тем самым повысив быстродействие и уменьшив перерегулирование.

4. Увеличение числа фаз приводит к уменьшению амплитуды пульсаций электромагнитного момента с одновременным увеличением его частоты, и дает возможность влиять на радиальную силу каждого зубца в отдельности, что позволяет снизить их пульсации посредством алгоритма управления.

6. Исследования показали, что распределение магнитов по ротору ведет к снижению пульсаций радиальных сил, действующих на зубец, но также приводит к снижению электромагнитного момента.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложен подход к реализации системы автоматического управления синхронным двигателем с постоянными магнитами, обеспечивающей улучшение вибросиловых характеристик электропривода.

Основные результаты выполненного исследования заключаются в следующем:

1. Разработана уточненная математическая модель многофазного СДПМ в фазных координатах, которая позволяет вести расчет электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы статорного кольца, в реальном времени с учетом детального распределения магнитного поля в активной зоне машины, насыщения магнитной цепи, дискретного распределения многофазной обмотки статора по пазам и перемещения зубчатого сердечника статора относительно ротора с постоянными магнитами. Погрешность расчёта разработанной модели не превышает 4% по сравнению с полевыми моделями. Входными сигналами для данной модели могут служить значения фазных или линейных напряжений на выходе инвертора, что позволит использовать ее в системах управления в случае отсутствия доступа к нейтральной точке двигателя.

2. Предложен подход определения формы фазных токов многофазного электропривода, обеспечивающий снижение пульсаций электромагнитного момента и радиальных сил в СДПМ для заданных пределов ограничений по энергетическим показателям.

3. Разработанный алгоритм управления многофазным электроприводом, позволяет поддерживать заданную несинусоидальную форму фазных токов, обеспечивающую снижение пульсаций электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы статорного кольца.

4. Разработанная модель системы управления многофазным СДПМ и проведенное на ее основе имитационное исследование разработанного многофазного магнитоэлектрического электропривода подтвердили эффективность предложенного метода, обеспечивающего снижение электромагнитных виброусилий путем предложенного воздействия на форму фазных токов двигателя. При ограничении

амплитудного и действующего значения токов в 130% от номинальных удалось добиться снижения пульсаций радиальной силы на 17%, а электромагнитного момента на 50% при увеличении потребления активной мощности на 9%.

5. Проведен анализ влияния количества фаз и конструктивного исполнения индуктора СДПМ на пульсации электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы, показавший, что:

- увеличение числа фаз ведет к снижению пульсаций электромагнитного момента при прямо пропорциональном росте их частоты;
- использование многофазной обмотки с числом катушек на полюс и фазу, равным единице, позволяет управлять величиной силы на каждый зубец в отдельности, что необходимо для реализации наиболее эффективных форм фазных токов, улучшающих вибросиловые характеристики;
- распределение магнитов по ротору при сохранении фазных токов приводит к уменьшению электромагнитного момента и снижению пульсации электромагнитного момента и радиальных сил, действующих на зубцы.

Результаты работы имеют теоретическую основу, подтвержденную экспериментальными исследованиями, и могут быть использованы при разработке систем автоматического управления СДПМ для улучшения вибросиловых, а следовательно, и виброшумовых показателей электропривода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абд Эль Вхаб Амр Рефки Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: спец. 05.09.03 / Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб ; Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ) ; науч. рук. Ю. Н. Дементьев. – Томск, 2012. – 145с.
2. Алейников А.В., Голубев А.Н., Мартынов В.А. Математическая модель для расчета электромагнитных сил в синхронном электроприводе с постоянными магнитами // Вестник ИГЭУ. – 2015. – №. 1 – С. 10-13.
3. Алейников А.В., Голубев А.Н., Мартынов В.А. Математическое моделирование режимов работы многофазных синхронных двигателей с постоянными магнитами // Вестник ИГЭУ. – 2013. – №. 2 – С. 62-66.
4. Алейников А.В., Голубев А.Н., Мартынов В.А. Применение метода переменных состояния к анализу стационарных и динамических режимов нелинейных электромагнитных устройств // Вестник ИГЭУ. – 2015. – №. 4. – С. 27-32.
5. Алейников А.В., Голубев А.Н., Мартынов В.А. Разработка уточненной математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами для расчетов в реальном времени // Вестник ИГЭУ. – 2017. – №. 5. – С. 37-43.
6. Алейников А.В. Исследование влияния форм постоянных магнитов на виброшумовые характеристики синхронного двигателя / А.В. Алейников, А.Н. Голубев, В.А. Мартынов // Международная научно-техническая конференция «Состояние и перспективы развития электро- и теплотехнологии» (XX Бенардосовские чтения): материалы конференции. Т. 1. – Иваново: ФГБОУ ВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2019. – С. 15-17.
7. Алейников А.В. Расчет радиальных электромагнитных сил, действующих на зубцы синхронного двигателя с постоянными магнитами / А.В. Алейников, В.А. Мартынов, А.Н. Голубев // Девятая международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Энергия-2014»: материалы

- конференции. В 7 т. Т. 3. Ч.2 – Иваново: ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина», 2014. – С. 66-69
8. Ананьев С.С. Построение электроприводов переменного тока с пониженным уровнем шумов / Ананьев С.С., Голубев А.Н., Мартынов В.А., Карачев В.Д., Алейников А.В. // Электротехника. 2015. – № 5. – С. 30-35.
 9. Антонов В.Н., Терехов В.А., Тюкин И.Ю. Адаптивное управление в технических системах. – СПб.: Изд-во С. Петербургского ун-та, 2001. – 244 с.
 10. Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П. Балковой, В.К. Цаценкин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 328 с.
 11. Башкиров В. IGBT-модули – интеллектуальные силовые IGBT-модули для электропривода широкого применения // Новости электроники. – 2007. – №. 7. – С.14-17.
 12. Безмодельное прогнозирующее инверсное нейруправление с регенерируемым эталонным переходным процессом/ Змеу К.В., Марков Н.А., Шипитько И.А., Ноткин Б.С. // Интеллектуальные системы. – 2009. – № 3. – С. 109 – 117.
 13. Белоногов В.Г., Голубев А.Н., Мартынов В.А. Синхронный электропривод с улучшенными виброшумовыми характеристиками на основе исполнительного синхронного двигателя с постоянными магнитами // Вестник ИГЭУ. – 2015. – №. 4. – С. 23-27.
 14. Беспалов В.Я. Исследование пульсаций электромагнитного момента синхронных машин с постоянными магнитами с целым и дробным значениями q / В.Я. Беспалов, М.Е. Коварский, А.О. Сидоров// Электричество. – 2018. – №5. – С. 45-51.
 15. Бруслиновский Б.В., Евтодий А.А. Снижение шума вентильно-индукторного двигателя при широтно-импульсном управлении со случайным изменением параметров // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2015. – №. 8. – С. 38-46.
 16. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 298 с.

17. Вичугов В. Н. Нейросетевой метод подкрепляемого обучения в задачах автоматического управления / В. Н. Вичугов // Известия Томского политехнического университета [Известия ТПУ]. – 2006. – Т. 309, № 7. – С. 92-96.
18. Войтицкий С.А. Адаптивная система управления электроприводом РЛС // научный труды sworld. – 2012. – Том. 12, №4 – С. 57-60
19. Воронкин В.А. Вопросы электромеханики. Методы проектирования малошумных электрических машин / В. А. Воронкин [и др.] // Сборник трудов №103 НПП ВНИИЭМ. М.: Изд-во ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2006. – 178 с.
20. Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. – М.: Энергия – 1981. – 352 с.
21. Глазырин А.С. Способы и алгоритмы эффективной оценки переменных состояния и параметров асинхронных двигателей регулируемых электроприводов: дис. д-ра. тех. наук: 05.09.03 – Томск, 2016. – 376 с.
22. Глотов А.А. Алгоритм градиентного управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами // Материалы Междунар. Конференции 127 «Современные техника и технологии» СТТ-2010, Томск, 12-16 апреля, – 2010 г. – С. 403–405.
23. Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат. 1960. – 447 с
24. Голубев А.Н. Многофазный асинхронный регулируемый электропривод для высокодинамических систем подвижных установок // диссертация д-ра техн. наук; 05.09.03 / Голубев А.Н.; СПб ГЭТУ. – СПб. – 1994. – 430 с.
25. Голубев А.Н., Лапин А.А. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой // Электротехника. – 1998. – №9. – С. 8-13.
26. Голубев А.Н., Лапин А.А. Многофазный синхронный регулируемый электропривод / ГОУВПО "Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина". – Иваново, 2008. – 156 с.
27. Голубев А.Н., Лапин А.А. Многофазный синхронный электропривод // Электричество. – 2005. – №2. – С. 43-47.

28. Григорьев М.А. Моделирование системы прямого управления моментом для синхронного электропривода // Проблемы и перспективы современной науки. – 2015. – № 8. – С. 4-9.
29. Грузов В.Л. Управление электроприводами с вентильными преобразователями: учебное пособие/ В. Л. Грузов . – Вологда: ВоГТУ, 2003. – 294 с
30. Дианов А.Н. Разработка и исследование систем бездатчикового управления вентильным двигателем: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – М., 2004. – 200 с.
31. Духанин Ю. А. Техника безопасности и противопожарная техника в машиностроении. Учебное пособие для техникумов. / Духанин Ю. А. Акулин Д. Ф. – М.: «Машиностроение», 1973 – 304 с.
32. Зарицкая Е.И., Прыймак М.В., Олейников А.М. Оценка влияния конфигурации магнитной системы на характеристики тихоходного синхронного генератора с постоянными магнитами //ЕИЕ. – 2012. – №1. – С.28-32.
33. Змеу К.В., Ноткин Б.С., Дьяченко П.А. Безмодельное прогнозирующее нейроуправление. // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2006. – № 9. – С. 8-15
34. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах: учебное пособие для вузов / А. В. Иванов-Смоленский. – М.: Высш. шк., 1989. —312 с.
35. Ильина А.Г., Маматов А.Г. Синтез оптимального наблюдателя состояний для системы управления вентильного электропривода// Вестник ИГЭУ. – 2015. – №. 4. – С. 4-15.
36. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы – 2-е изд., испр. и доп. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. – 440 с.
37. Клепиков В.Б., Сергеев С.А., Махотило К.В., Обруч И.В. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления // Электротехника – №5 – 1999, – С. 2-6

38. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов/ М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.
39. Корельский Д.В., Потапенко Е.М., Васильева Е.В. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами / Научный журнал "Радиоэлектроника. Информатика. Управление" – 2001. – С. 155-159
40. Кузнецов В.П., Чураков Е.П. Адаптивный фильтр Калмана для оценки параметров отражения сигнала // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. – 2015. – том 2. – вып. 3. – С. 79-83.
41. Мартынов В.А., Голубев А.Н. Моделирование электромагнитных процессов в многофазных синхронных двигателях с постоянными магнитами // Электричество. – 2013. – №9. – С. 37-41.
42. Мартынов В.А. Математическое моделирование переходных процессов электрических машин на основе численного метода расчета электромагнитного поля // диссертация д-ра техн. наук; 05.09.01 / Мартынов В.А.; МЭИ. – М. – 1997. – 324 с
43. Мартынов В.А. Современные методы расчета нелинейных электромеханических устройств / ГОУВПО «ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2000. – 140 с.
44. Мартынов В.А. Уточненная математическая модель реального времени многофазного синхронного электродвигателя с постоянными магнитами/, В.А. Мартынов, А.Н. Голубев, А.В. Алейников // Труды X Международной конференции по автоматизированному электроприводу АЭП 2018, г. Новочеркасск, 3–6 октября 2018 г.: Юж.-Рос. гос. политехн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск : ЛИК, 2018. – С. 72-75.
45. Мартынов В.А. Учет взаимного перемещения зубчатых сердечников при расчетах установившихся режимов синхронных машин численными методами // Электричество. – 1985. – №10. – С. 59-60
46. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ, 2002. – 774 с.

47. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Нелинейные и оптимальные системы. СПб.: Питер, 2006. – 272 с.
48. Мишанов Н.А., Захарова А.Г. Вибрация и вибродиагностика синхронных машин переменного тока // Введение в энергетику. Материалы II Всероссийской (с международным участием) молодежной научно-практической конференции, 23-25 ноября 2016 г., Кемерово [Электронный ресурс] / ФГБОУ ВО «Кузбас. гос. техн. ун-т им. Т.Ф.Горбачева» – Кемерово, 2016. С 192-197.
49. Муркес Н. И. Методы снижения шума и вибрации электрических машин при их разработке и модернизации / Муркес Н.И. [и др.] // Сборник «Конструирование и изготовление электрических машин с улучшенными виброакустическими характеристиками». – 1968. – вып. 1. – с. 48.
50. Омара А.М.Э. Разработка и реализация алгоритмов управления тяговым электроприводом, обеспечивающих экономичность автономных электрических транспортных средств: дис. на соискание степени канд. техн. наук: 05.09.03 / А.М.Э. Омара. – М., 2019. – 156 с.
51. Панкратов В.В. Тенденции развития общепромышленных электроприводов переменного тока на основе современных устройств силовой электроники // Силовая интеллектуальная электроника. Специализированный информационно-аналитический журнал. – 2005 – №2. – С. 27 – 31
52. Панкратов В.В., Котин Д.А. Адаптивные алгоритмы бездатчикового векторного управления асинхронными электроприводами подъемно транспортных механизмов / Новосибирский Государственный Технический Университет. – Новосибирск, 2012. – 143 с.
53. Панов В.А. Математические основы теории систем. Методы оптимизации: учебное пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2011. – 124с
54. Петропавловский Ю. Микросхемы привода бесконтактных двигателей постоянного тока NJR, SITI, ONS // Компоненты и технологии: Components&Technologies .— СПб. : Издательство Файнстрит. – 2010. – №3. – С. 76-82.

55. Попов А.Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электромеханическими системами. – Таганрог: Изд-во ТРТУ. – 2003. – 67 с.
56. Потапенко Е.М., Корельский Д.В., Васильева Е.В. Робастное управление электроприводом с вентильным двигателем. // *Радіоелектроніка, інформатика, управління.* – 2000. – №1. – С. 161-166.
57. Репин А.А. Оптимизация динамических характеристик бесконтактных синхронных электроприводов на основе синергетических алгоритмов управления // *Электромеханические преобразователи энергии: материалы IV Международной научно-технической конференции, 13-16 октября 2009 г.* – Томск: ТПУ. – 2009. – С. 195-198.
58. Рисунков А.В., Востров Н.В., Карпенков А.Ю. Методика прямых измерений магнитострикции с помощью тензорезисторов // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения.* – 2017. – Т.17. – №. 3. – С. 599-602.
59. Руденко Е.С., Морозов Д.И. Линеаризованная математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами как объекта управления // *Сборник научных трудов ДонГТУ.* – 2016. – №1 – С. 88–93.
60. Сарычев А. П., Результаты разработки ряда герметичных электронасосов с малошумным регулируемым электроприводом на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами / А.П. Сарычев [и др.] // *Вопросы Электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ.* – 2017. – Т. 159. – С. 9.
61. Сидоров А.О., Исследование синхронных машин с постоянными магнитами с пониженными уровнями вибрации: дис. на соискание степени канд. техн. наук: 05.09.01 / А. О. Сидоров. – М., 2019. – 149 с.
62. Синхронный электропривод с улучшенными виброшумовыми характеристиками и его моделирование / С.С. Ананьев, А.Н. Голубев В.А., Мартынов др. // *Вестник ИГЭУ.* – 2013. – №. 2. – С. 33-38.
63. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М. : Издательский центр Академия, 2006. – 272 с.

64. Стрижков И.Г. Основы теории синхронных машин с несколькими обмотками на статоре / И.Г. Стрижков // Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского государственного аграрного университета (Научный журнал КубГАУ) – Краснодар: КубГАУ, 2012. – №10(84). С. 469 – 507.
65. Терешкин В.М. Перспективы применения многофазных машин переменного тока / В.М. Терешкин, Д.А. Гришин, И.А. Макулов // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2017. – № 1. – С. 19-26.
66. Технология моделирования в Simulink динамических режимов работы электрических машин с использованием библиотеки полевых расчетов / А.И. Тихонов, А.В. Гусенков, Ю.В. Тамьярова, А.В. Подобный // Вестник ИГЭУ. – 2016. – №. 6. – С. 57-65.
67. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах/ А.В. Иванов-Смоленский, Ю.В. Абрамкин, А.И. Власов, В.А. Кузнецов; под ред. А.В. Иванова-Смоленского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 216 с.
68. Фалеев М.В., Самок С.Г., Поклад П.М.. Моментный электропривод систем наведения мобильных робототехнических комплексов // Вестник ИГЭУ. – 2008. – №. 3. – С. 17-19.
69. Фельдбаум А.А. Оптимальные процессы в системах автоматического управления // Автоматика и телемеханика. – 1953. – № 6. – С. 712-728.
70. Фрадков А. Л. Кибернетическая физика. СПб.: Наука, 2003. – 208 с.
71. Фрадков А. Л. Схема скоростного градиента и ее применение в задачах адаптивного управления // АиТ. – 1979 – № 9. – С. 90–101.
72. Частотное управление асинхронными электродвигателями / Г. В. Новиков. – Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2016. – 498 с.
73. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты: - Екатеринбург: УРО РАН, 2000 – 654 с.
74. Шубин А.Б., Александров Е.Г. Алгоритмы расчета управлений, приводящих объекты в заданные состояния // XII Всероссийское совещание по проблемам управления ВСПУ-2014. М.: ИПУ РАН. 2014. С. 809-819.

75. Шубин А.Б., Александров Е.Г., Харченков Г.Г. Близкое к оптимальному управление траекторией движения объекта // Проблемы управления. – 2010. – № 3. – С. 73-78.
76. Шубин А.Б., Александров Е.Г., Харченков Г.Г. Управление траекториями подвижных объектов // Труды 37-й Всероссийской конференции «Управление движением корабля и специальных аппаратов» (Адлер, 2011). М.: ИПУ РАН, – 2011. – С. 217-224.
77. Шубов И.Г. Шум и вибрация электрических машин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 208 с.
78. Aleinikov A.V. Designing of Alternating-Current Drive with Reduced Noise Level / Anan'ev, S. S. Golubev A. N., Martynov V. A., Karachev V. D., Aleinikov A. V. // Russian Electrical Engineering. – 2015 – vol.86. – №5. – P. 264-269.
79. Bogosyan O.S., Gokasan M., Jafarov E.M. A Sliding Mode Position Controller for a Nonlinear Time-Varying Motion Control System. // IECON-99. – MT-4.
80. Corradini M.L., Ippoliti G., Longhi S., Orlando G. A Quasi-Sliding Mode Approach for Robust Control and Speed Estimation of PM Synchronous Motors // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2012. – V. 59. – № 2. – pp. 1096–1104.
81. Daniel Martínez. Design of a Permanent-Magnet Synchronous Machine with NonOverlapping Concentrated Windings for the Shell Eco Marathon Urban Prototype. Degree project in Electrical Engineering Master of Science. Stockholm, Sweden, XR-EE-E2C, 2012.
82. Deepa M.U., Rajesh A.V. Simulation and Modelling of adaptive fuzzy logic speed controller for BLDC Motor, IOSR-JEEE vol. 10, Issue 2. – 2015. – PP 13-19.
83. Der-Fa Chen, Tian-Hua Liu. Design and Implementation for a Novel Matrix PMSM Drive System // IECON – 99. – PE-16.
84. Dias F.M., Mota A.M. Comparison between Different Control Strategies using Neural Networks // 9th Mediterranean Conference on Control and Automation. – Dubrovnik, Croatia, 2001.
85. Gieras J.F.: Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, 3rd edition, Taylor and Francis, Boca Raton-London-New York, 2010, 612 pp.

86. Glumineau A., Hami, C.Lanier M., Moog C. H. Robust Control of a Brushless Servo Motor via Sliding Mode Techniques. // *Int. J. Control.* – 1993. – Mol.58. – №5. – P. 979-990.
87. Gopalkumar K., Mahopatra, A novel scheme for six phase induction motor with open end windings.// *IEEE IECON Industrial Electronics Society.* – 2002 – №1. – P. 810-815.
88. Hui S., Zak S. H. Robust control synthesis for uncertain/nonlinear dynamical systems // *Automatica.* – 1992. – Vol.28, – №.2. – P.289-298.
89. Hussein F. E., Malik E. E. Improving the Torque Ripple in DTC of PMSM using Fuzzy Logic // *IEEE. IAS 08.* – 2008. – P. 1–8.
90. Jong Sun Ko, Sung Koo Youn, Bimal K. Bose. A Study on Adaptive Load Torque Observer for Robust Precision Position Control of BLDC Motor // *IECON-99.* – PE–16.
91. Köllensperger P, Tsoumas I. Method of reducing noise of electric engine: Patent DE102015205691A1, 30.03.2015, – 16 pp.
92. Krishnamurthy U. Mitigation of vibration in a permanent magnet synchronous machine using field reconstruction/ DAI-B 69/08, Feb 2009 Ann Arbor, United States, 102 pp.
93. Lendaris G.G. A Retrospective on Adaptive Dynamic Programming for Control // *Proceedings of International Joint Conference on Neural Networks, Atlanta, USA, June 14-19, 2009* – P. 1750-1757.
94. Lim K.W., Low K.S., Rahnan M.F. A Position Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive // *IECON – 94.* – 1994. – V. 3. – P. 49-61.
95. Markus Lindegger. Economic viability, applications and limits of efficient permanent magnet motors.- Switzerland: Swiss Federal Office of Energy, 2009
96. Min S. G. Modeling and investigation on electromagnetic noise in PM motors with single and double layer concentrated winding for EV and HEV application / S.G. Min, B. Sarlioglu // *IEEE Transaction on Transportation Electrification.* – 2018. – Vol. 4. – № 1. – pp. 292.

97. Monajemy R., Krishnan R. Control and dynamics of constant-power-loss-based operation of permanent-magnet synchronous motor drive system // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2001. – V. 48. – № 4. – P. 839-844.
98. Moseler O., Heller T., Isermann R. Model - Based Fault Detection for an Actuator Driven by a Brushless DC Motor. \ 14th World Congress of IFAC. – 1999. – P-7e-08-3.
99. Moynihan J.F., Egan M.G., Murphy J.M.D.. The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Motor Drives // IECON-94. – 1994. – V.1. – P. 14-20
100. Nanoty A., Chudasama A. R. Design and control of multiphase induction motor // IEEE International Electric Machines & Drives Conference. – 2011. – P. 354-358.
101. Omekanda, A. M. Acoustic noise of switched reluctance and permanent magnet motors: a comparison in the context of electric brakes / A.M. Omekanda, S. Gopalakrishnan, H. Klode // IEEE Industry Annual Meeting. – 2007. – pp. 2147.
102. Ronco E. Incremental Polynomial Controller Networks: Two Self-Organizing Non-Linear Controllers // Ph.D. Dissertation Thesis, Glasgow, 1997. – 207 pp.
103. Sakura T.J., Jaffe W. Brushless DC motors: Electronic Communication and Control, Tab Books,USA, 1989
104. Sam Robinson, “Drive and Control Electronics Enhance the Brushless Motor’s Advantages,” Apex,2006.
105. Seok J.K., Kim J.S., Sul S.K. Over modulation Strategy for High-Performance Torque Control // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1998. – V. 13, №4. – P. 1-7.
106. Song S., Gong J., Lin W., and Wang G., “Modeling and simulation of space vector control system for pure electric vehicle driven by permanent magnet synchronous motor”, Journal of Wuhan University of Technology, vol.34, no.4, pp.118-122, 2012.
107. Stuckman C. Noise and vibration levels of modern electric motors / C. Stuckman // PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. – 2016. – pp. 1345.

108. Tureka, J. Ruszb, M. Diviš. Electronic structure and volume magnetostriction of rare-earth metals and compounds // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 2005. – P. 357-363.
109. Vaez S., Rahman M.A. An On-line Minimization Controller for Interior Permanent Magnet Motor Drives. // *IEEE Trans. on Energy Conversion*. – 1999. – Vol. 14, №4. – P. 1435 - 1440.
110. Widrow B. Adaptive Inverse Control // *Proceedings of the 2nd IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing – Lund, Sweden, July 1986*. – P. 1-5.
111. Widrow B., Plett G.L. Adaptive Inverse Control based on Linear and Nonlinear Adaptive Filtering // *Proceedings of International Workshop on Neural Networks for Identification, Control, Robotics, and Signal/Image Processing – 21 – 23 Aug 1996, Venice, Italy*. – P. 30-38.
112. Yousefi D., Azizi M., Saad A. Position and Speed Estimation with Improved Integrator for Synchronous Motor // *IECON-99*. – PE-16.
113. Zoran Mihailovic. Modeling and control design of vsi-fed PMSM drive systems with active load: submitted for the degree of Master of Science in Electrical Engineering. - Blacksburg, Virginia. – 1998 – 120 pp.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

КОД БЛОКА ELP, РЕАЛИЗОВАННОГО ЧЕРЕЗ S-ФУНКЦИЮ.

```

function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = ELP (t,x,u,flag)
switch flag
case 0
    [sys,x0,str,ts,simStateCompliance]=mdlInitializeSizes;
case 2
    sys=mdlUpdate(t,x,u);
case 3
    sys=mdlOutputs(t,x,u);
case { 1, 4, 9 }
    sys=[];
otherwise
    DAStudio.error('Simulink:blocks:unhandledFlag', num2str(flag));
end
end
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = mdlInitializeSizes()
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 1;
sizes.NumOutputs = 3; % ОДИН ВЫХОД – ПРОИЗВОДНЫЕ ТОКОВ
sizes.NumInputs = 3+3+2; % ТОКИ, ПОТЕНЦИАЛЫ, УГОЛ ПОВОРОТА И СКОРОСТЬ РОТО-
pa
sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = 0;
ts = [-1 0]; % inherited sample time

```

```

global Lmatrix, PrevT, ppsi, PrevOut, phi0, m, w;
phi0=[];
m=3; % число фаз двигателя
w=60; % число витков
PrevT = 0;
ppsi=0;
PrevOut = zeros(3,1);
Psi = 0;
Lmatrix = xlsread('L.xlsx');
% specify that the simState for this s-function is same as the default
simStateCompliance = 'DefaultSimState';
% end mdlInitializeSizes
% mdlOutputs. Return the output vector for the S-function
end
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
    global PrevT;
    global PrevOut;
    global phi0;
    global Lmatrix;
    global dPsi;
    global w;
    r = 0.1*eye(m,m); % задание сопротивлений фаз
    B = [1 -1 0; 0 1 -1];
    B1 = [1 0 0; 1 1 0];
    I = zeros(m,1);
    U=zeros(m,1);
    for i=1:m
        I(i)=u(i); % u – входы s-функции (с 1 по m находятся значения токов)
    end
    for i=1:(m-1)

```

```

    U(i)=u(m+i)-u(m+i+1); % U – линейные напряжения (в u с m+1 по m+m нахо-
дятся значения потенциалов)
end
phi = u(2*m+1); % значение угла поворота ротора
w = u(2*m+2); % значение мгновенной угловой скорости ротора
if PrevT==t
    sys=PrevOut; % в случае ошибки MATLAB возвращаются значения преды-
дущего момента времени
else
    for f=1:m
        dPsi(f+1)=fdpsi(phi*180/pi+120*(f-1))*w; %функция определения % произ-
водных потокосцеплений фаз двигателя (текст функции в прил. 2).
    end
    Ik=B1*I; % определение контурных токов
    MI=B*r*B'*Ik; % задание матрицы контурных токов
    Md=w*B*dPsi; % задание матрицы контурных противоЭДС
    ML=B*Lmatrix*B'; % матрица контурных само- и взаимоиנדуктивностей
    pr = (ML)\(U - MI - Md); %расчет производной контурных токов
    sys = B'*pr; % PrevOut + pr*(t-PrevT); % вывод производной фазных токов
end
PrevT = t;
PrevOut = sys;
end
end
function sys = mdlUpdate(t,x,u)
    sys = u(4);
end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

**КОД ФУНКЦИИ FDPSI СЛУЖАЩЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗНАЧЕНИЯ
ПРОИЗВОДНОЙ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ФАЗЫ ДВИГАТЕЛЯ ОТ ПО-
СТОЯННЫХ МАГНИТОВ.**

```
function [ output_args ] = fdpsi( al )

%UNTITLED2 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here

global a b ppsi;

K=39; % число гармоник
if ppsi == 0 % используем разложение в ряд Фурье при первом запуске програм-
мы.
    mpsi = xlsread('psi.xlsx'); % из Excel файла считываем определенные заранее ме-
тодом конечных элементов значения потокосцеплений в дискретных точках
    alm=xlsread('alpsi.xlsx'); % и углы при которых в которых производили измере-
ния.
    N=length(mpsi); % количество переменных в матрице
    for m=1:K
        a(m)=0;b(m)=0; % создание матриц а и б
    end
    for j=1:N
        a0=a0+mpsi(j);
    end % расchte кооэффициента a0
    for m=1:K
        for j=1:N % расчет кооэффициентов а и б
            a(m)=a(m)+mpsi(j)*cos(alm(j)*pi/180*m);
```

```

    b(m)=b(m)+mpsi(j)*sin(alm(j)*pi/180*m);
end
a(m)=2*a(m)/N;
b(m)=2*b(m)/N;
end
for j=1:N % расчет погрешности
    F=0;
    for m=1:K
        F=F+a(m)*cos(alm(j)*m*pi/180)+b(m)*sin(alm(j)*m*pi/180);
    end
    delta=delta+abs(mpsi(j)-F);
end
end
ppsi = 1; % ставим 1 что бы коэффициенты а и в определялись один раз.
Fpsi=0;Dpsi=0;
for m=1:K
    Fpsi=Fpsi+a(m)*cos(al*m*pi/180)+b(m)*sin(al*m*pi/180); % расчет функции
    Dpsi=Dpsi-a(m)*m*sin(al*m*pi/180)+b(m)*m*cos(al*m*pi/180); % расчет ее про-
изводной
end
output_args = Dpsi;
end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

КОД БЛОКА EMP, ОТВЕЧАЮЩЕГО ЗА РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА, РЕАЛИЗОВАННОГО ЧЕРЕЗ S-ФУНКЦИЮ.

```

function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = EMP(t,x,u,flag)
%TIMESTWO S-function whose output is two times its input.
% This M-file illustrates how to construct an M-file S-function that
% computes an output value based upon its input. The output of this
% S-function is two times the input value:
switch flag
% Initialization %
% Initialize the states, sample times, and state ordering strings.
case 0
    [sys,x0,str,ts,simStateCompliance]=mdlInitializeSizes;
% Update %
case 2
    sys=mdlUpdate(t,x,u);
% Outputs %
% Return the outputs of the S-function block.
case 3
    sys=mdlOutputs(t,x,u);
% Unhandled flags %
% There are no termination tasks (flag=9) to be handled.
% Also, there are no continuous or discrete states,
% so flags 1,2, and 4 are not used, so return an empty
% matrix
case { 1, 4, 9 }
    sys=[];

```



```

% Unexpected flags (error handling)%
% Return an error message for unhandled flag values.
    otherwise
        DAStudio.error('Simulink:blocks:unhandledFlag', num2str(flag));
    end
% end timestwo
end
% mdlInitializeSizes Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-
function.
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = mdlInitializeSizes()
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 1;
sizes.NumOutputs = 1; % ОДИН ВЫХОД - МОМЕНТ
sizes.NumInputs = 4; % ТОКИ И УГОЛ ПОВОРОТА РОТОРА
sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = 0;
ts = [-1 0]; % inherited sample time
global PrT;
global PrOut;
global m;
dPsi=zeros(m);
PrT = 0;
PrOut = 0;
% specify that the simState for this s-function is same as the default
simStateCompliance = 'DefaultSimState';
% end mdlInitializeSizes

```

```
% mdlOutputs Return the output vector for the S-function
```

```
end
```

```
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
```

```
    global PrT;
```

```
    global PrOut;
```

```
    global m;
```

```
    global w;
```

```
for i=1:m
```

```
    I(i)=u(i); % u – входы s-функции (с 1 по m находятся значения токов)
```

```
end
```

```
phi = u(m+1); % угол поворота ротора.
```

```
if PrT==t
```

```
    sys=PrOut; % в случае ошибки MATLAB возвращаются значения предыдущего момента времени
```

```
else
```

```
    for f=1:m
```

```
        DPsi(f)=fdpsi(phi*180/pi+120*(f-1))*w; % функция определения % производных потокосцеплений фаз двигателя (текст функции в прил. ).
```

```
    end
```

```
    M=2*I*DPsi'; % формула для расчета момента.
```

```
    sys = M;
```

```
    PrT = t;
```

```
    PrOut = sys;
```

```
end
```

```
end
```

```
function sys = mdlUpdate(t,x,u)
```

```
    sys = u(2);
```

```
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

КОД БЛОКА БЗТ, ОТВЕЧАЮЩЕГО ЗА РАСЧЕТ ТЕКУЩЕГО ЗАДАНИЯ НА ТОКИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ТРЕБУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ.

```

function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = BZT(t,x,u,flag)
%TIMESTWO S-function whose output is two times its input.
% This M-file illustrates how to construct an M-file S-function that
% computes an output value based upon its input. The output of this
% S-function is two times the input value:
switch flag
% Initialization %
% Initialize the states, sample times, and state ordering strings.
case 0
[sys,x0,str,ts,simStateCompliance]=mdlInitializeSizes;
% Update %
case 2
sys=mdlUpdate(t,x,u);
% Outputs %
% Return the outputs of the S-function block.
case 3
sys=mdlOutputs(t,x,u);
% Unhandled flags %
% There are no termination tasks (flag=9) to be handled.
% Also, there are no continuous or discrete states,
% so flags 1,2, and 4 are not used, so return an empty
% matrix
case { 1, 4, 9 }
    sys=[];
% Unexpected flags (error handling)%
% Return an error message for unhandled flag values.

```

```

otherwise
DAStudio.error('Simulink:blocks:unhandledFlag', num2str(flag));
end
% end timestwo
end
% mdlInitializeSizes Return the sizes, initial conditions, and sample times.
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = mdlInitializeSizes()
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 1;
sizes.NumOutputs = 3; % ОДИН ВЫХОД - ТОКИ
sizes.NumInputs = 1+2; % ТОКИ, НАПРЯЖЕНИЯ, СОПРОТИВЛЕНИЯ НА ФАЗАХ А, В, С и
w - скорость ротора
sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = 0;
ts = [-1 0]; % inherited sample time
global phi0;
phi0=[];
PrevT = 0;
ppsi=0;
Psi = 0;
Lmatrix = xlsread('L.xlsx');
% specify that the simState for this s-function is same as the default
simStateCompliance = 'DefaultSimState';
% end mdlInitializeSizes
% mdlOutputs
% Return the output vector for the S-function

```

```
end
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
    global Mzad;
    I = zeros(3,1);
    Mzad=u(1);
    phi = u(2);
    dm = u(3);
    al=phi+dm*pi/180;
    for f=1:3
        I(f)=sin(al+(120*(f-1)+90)*pi/180);
    end
    I=OptimM(al,I);
    sys = I;
end
function sys = mdlUpdate(t,x,u)
    sys = u(3);
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 5**КОД ФУНКЦИИ OPTIMM, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ТЕКУЩЕЙ
АМПЛИТУДЫ ФАЗНЫХ ТОКОВ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ЗАДАННЫЙ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ.**

```
function [ In ] = OptimM( phi, I )
%UNTITLED Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
global Mzad
for f=0:2
    DPsi(f+1)=dpsi(phi*180/pi+120*f)*1.26*60;
end
Im=Mzad/(2*I*DPsi');
In=Im*I;
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

КОД БЛОКА БЗФТ, ОТВЕЧАЮЩЕГО ЗА РАСЧЕТ МГНОВЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ ФАЗНЫХ ТОКОВ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ СНИЖЕНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА И РАДИАЛЬНЫХ СИЛ.

```
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = BZFT(t,x,u,flag)

switch flag,
    case 0
        [sys,x0,str,ts,simStateCompliance]=mdlInitializeSizes;
    case 2
        sys=mdlUpdate(t,x,u);
    case 3
        sys=mdlOutputs(t,x,u);

    case { 1, 4, 9 }
        sys=[];
        % Unexpected flags (error handling)%
    otherwise
        DAStudio.error('Simulink:blocks:unhandledFlag', num2str(flag));
    end
end

% mdlInitializeSizes
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = mdlInitializeSizes()
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 1;
sizes.NumOutputs = 9; % один выход - токи
sizes.NumInputs = 2; % задание на момент и угол поворота ротора
```

```

sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = 0;
ts = [-1 0]; % inherited sample time
global Izo Fz
Izo=zeros(9,1);
Fz=20;
simStateCompliance = 'DefaultSimState';
% mdlOutputs
end
function sys = mdlOutputs(t,x,u)
global m nw Izo;
    DImax=0.015;
    Idz=0;
    Imvh=0;
    I = zeros(9,1);
    Mzad=u(1);
    phi = u(2);
    al=phi
    for f=1:m
        dPsi(f)=dpsi(phi*180/pi+360/m*(f-1));
        I(f)=sin(2*pi*(f-1)/m+phi+pi);
    end
    Im=Mzad/(2*dPsi*I);
    I=Im*I;
    if t>0

```



```
In=2*OptimFNN(al*180/pi+290,I');  
Im=Mzad/(2*dPsi*In);  
I=Im*I;  
end  
sys = I;%PrevOut + pr*(t-PrevT);  
end  
function sys = mdlUpdate(t,x,u)  
    sys = u(1);  
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

КОД ФУНКЦИИ FN СЛУЖАЩЕЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СИЛЫ, ДЕЙСТВУЮЩЕЙ НА ЗУБЕЦ.

```

function [ output_args ] = Fn(al,I,nz)
%UNTITLED2 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
    global app aprn bpp brn a0p a0n pFn C
K=31; % число гармоник
if pFn ==0 % используем разложение в ряд Фурье при первом запуске программы.
    MatPot = xlsread('Potok.xlsx'); % из Excel файла считываем определенные заранее
методом конечных элементов значения магнитных потоков зубца от северного и
южного полюсов в дискретных углах поворота ротора и эти углы

    C = xlsread('C.xlsx'); % из Excel файла считываем матрицу токов
    Potp = MatPot(:,1);
    Potn = MatPot(:,2);
    alfa = MatPot(:,3);
    a0p=0;a0n=0;
    app=0; bpp=0; aprn=0; brn=0;
    N=length(Potp);% количество переменных в матрице
    for m=1:K
        app(m)=0;bpp(m)=0;aprn(m)=0;brn(m)=0;
    end % создание матриц а и б
    for j=1:N
        a0p=a0p+Potp(j);
        a0n=a0n+Potn(j);
    end % расчет коэффициента а0
    a0p=a0p/N; a0n=a0n/N;
    for m=1:K

```

```

for j=1:N
    app(m)=app(m)+Potp(j)*cos(alfa(j)*pi/180*m);
    bpp(m)=bpp(m)+Potp(j)*sin(alfa(j)*pi/180*m);
    apn(m)=apn(m)+Potn(j)*cos(alfa(j)*pi/180*m);
    bpn(m)=bpn(m)+Potn(j)*sin(alfa(j)*pi/180*m);
end
app(m)=2*app(m)/N;bpp(m)=2*bpp(m)/N;
apn(m)=2*apn(m)/N;bpn(m)=2*bpn(m)/N;
end%расчет коэффициентов а и б
delta=0;
for j=1:N%расчет погрешности
    Pp=a0p;
    for m=1:K
        Pp=Pp+app(m)*cos(alfa(j)*m*pi/180)+bpp(m)*sin(alfa(j)*m*pi/180);
    end
    delta=delta+abs(Potp(j)-Pp);
end
end

Pp=a0p;Pn=a0n;
if nz<=9
    ugl=al-(nz-1)*40;

end;

for m=1:K
    Pp=Pp+app(m)*cos(ugl*m*pi/180)+bpp(m)*sin(ugl*m*pi/180);
    Pn=Pn+apn(m)*cos(ugl*m*pi/180)+bpn(m)*sin(ugl*m*pi/180);
end
Pzk=C*I*4.5/10^8;

```

```
F=(abs(Pp+Pzk(nz)*Sp(ugl))+abs(Pn+Pzk(nz)*(1-Sp(ugl))))^2/(8*pi*10^(-  
7)*0.001258);  
pFn=1;  
output_args=F;  
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 8**КОД ФУНКЦИИ SP СЛУЖАЩЕЙ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЧАСТИ ПЛОЩАДИ ОСНОВАНИЯ ЗУБЦА ГДЕ МАГНИТНЫЙ ПОТОК ВХОДИТ В ЗУБЕЦ.**

```
function [ output_args ] = Sp( al )
% UNTITLED3 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
d=al;
while d>346
    d=d-360;
end
if 14<=d && d<=166
    S=1;
end
if d>=194 && d<=346
    S=0;
end
if d>-14 && d<14
    S=(d+14)/28;
end
if d>166 && d<194
    S=(194-d)/28;
end
output_args = S;
end
```

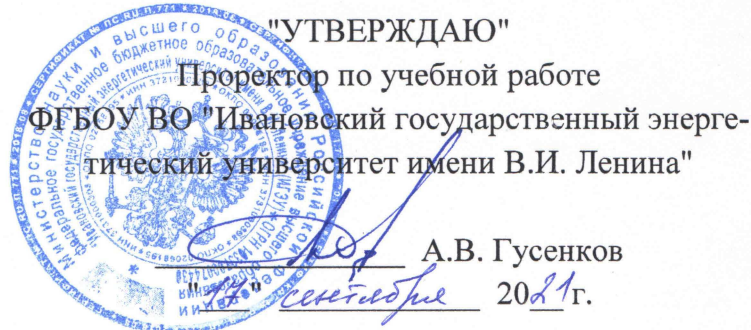
ПРИЛОЖЕНИЕ 9

**КОД ПРОГРАММЫ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА, ИСПОЛЬЗУЕМОГО ДЛЯ
УПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛЬЮ ОДНОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА,
ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДАННОЙ ФОРМЫ ТОКА.**

```
volatile unsigned long k1,k2;
int val,dl;
//-----
void setup() {
    pinMode(A0,INPUT);
    pinMode(A2,INPUT);
    pinMode(12,OUTPUT);
    pinMode(10,OUTPUT);
    delay(10);
    digitalWrite(10, 1);
    digitalWrite(12, 0); }
//-----
void loop() {
    val = analogRead(0); // считывание сигнала на задание
    if (val < analogRead(2)) { // val принимает значения от 0 до 1023
        if (val<542) {
            digitalWrite(10, 1); // закрытие транзистора подающего +
            delayMicroseconds(3);
            digitalWrite(12, 1); // открытие транзистора подающего -
        }
        else {
            digitalWrite(12, 0);digitalWrite(10, 1); // закрытие транзисторов
        }
    }
    else {
```

```
if (val>482) {  
    digitalWrite(12, 0); // закрытие транзистора подающего -  
    delayMicroseconds(3);  
    digitalWrite(10, 0); // открытие транзистора подающего +  
}  
else {  
    digitalWrite(12, 0);digitalWrite(10, 1); // закрытие транзисторов  
}  
}  
delayMicroseconds(3);  
}
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 10



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы Алейникова А.В.

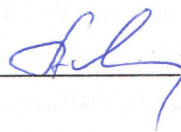
На кафедре «Теоретические основы электротехники и электротехнологии» (ТОЭЭ) старший преподаватель Алейников А.В. проводит научно-исследовательскую работу по разработке системы управления многофазными синхронным двигателем с постоянными магнитами, позволяющей осуществлять питание двигателя токами заданной формы, улучшающей вибросиловые характеристики и обеспечивающей снижение пульсаций электромагнитного момента электропривода.

Полученные в диссертационной работе результаты научно-технической деятельности Алейникова А.В., заключающиеся в разработанной математической модели инвертора и алгоритма управления ключами, позволяющего обеспечивать заданную форму токов нагрузки, используются при подготовке студентов, обучающихся по направлению 13.03.02 Электроэнергетика и электротехника, профиль «Электротехнологические установки и системы». На основе разработанных математических моделей проводятся следующие лабораторные работы по дисциплине «Основы моделирования электротехнологических установок и систем»:

- «Математическое моделирование и исследование инверторов напряжения»;
- «Математическое моделирование и исследование инверторов тока».

В соответствии с заявленной тематикой разработано учебно-методическое пособие «Основы моделирования электротехнологических установок», в котором используются разработанные Алейниковым А.В. алгоритмы моделирования инверторов напряжения и тока.

Декан электроэнергетического
факультета, к.т.н., доцент

 А.Ю. Мурзин

Заведующий кафедрой ТОЭЭ,
к.т.н., доцент

 М.Е. Тихов